

**UNIVERSIDAD MAYOR DE SAN ANDRES
FACULTAD TECNICA
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**



NIVEL LICENCIATURA

**“DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA
INTERFAZ UNIVERSAL PARA LA PROGRAMACIÓN Y
ASIGNACIÓN DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN
EN EQUIPOS DE COMUNICACIÓN PRIVADA
(138. 000 - 174. 000 Mhz)”**

**POSTULANTE: NATALIO CRUZ MAMANI
TUTOR: LIC. JAVIER N. YUJRA TARQUI**

**LA PAZ – BOLIVIA
2012**

DEDICATORIA:

A:

Dios, por darme la oportunidad de vivir y por estar conmigo en cada paso que doy, por fortalecer mi corazón e iluminar mi mente y por haber puesto en mi camino a aquellas personas que han sido mi soporte y compañía durante todo el periodo de estudio. Mi madre Juana, por darme la vida, quererme mucho, creer en mí y porque siempre me apoyaste tanto moral y material.

Y muy especial a mi familia, mis hijos y mi esposa Alicia por apoyarme siempre en toda mi vida y mis amigos que siempre han estado apoyándome.

AGRADECIMIENTO

Primero y antes que nada, agradecer y dar gracias a Dios, por estar conmigo en cada paso que doy y por ser mi fuente de iluminación.

Agradecer hoy y siempre a mi familia, mis hijos y mi esposa por el esfuerzo realizado por ellos. El apoyo que me brindaron de no ser así, no hubiese sido posible. Asimismo, mis agradecimientos a mi tutor Lic. Javier Yujra, por su valiosa orientación y guía en la elaboración del documento y finalmente a mis compañeros de la Facultad, por compartir sus conocimientos.

INDICE GENERAL

CAPITULO 1: INTRODUCCION	Páginas.
1.1. Introducción	1
1.2. Planteamiento del Problema	1
1.3. Justificación del Trabajo	2
1.4. Limites del Proyecto	2
1.5. Objetivos	2
1.6. Metas	3
CAPITULO II: FUNDAMENTOS DE TELECOMUNICACIONES	
2.1. Telecomunicaciones	4
2.2. Información de origen y destino	5
2.2.1. Información analógica	5
2.2.2. Información digital	5
2.2.3. Información pulsatil	5
2.3. Transmisión	5
2.3.1. Modos de transmisión	5
2.3.1.1. Transmisión Simplex (SX)	6
2.3.1.2. Transmisión Half – Duplex (HDX)	6
2.3.1.3. Transmisión Full – Duplex (FDX)	6
2.3.1.4. Transmisión Full / Full – Duplex (F/FDX)	7
2.4. Radiocomunicación	7
2.5. Modulación	7
2.5.1. Tipos de modulación	8
2.6. Demodulación	8
2.7. Ondas radioeléctricas	9
2.8. Espectro electromagnético	10
2.9. Longitud de onda	12
2.10. Modos de propagación de las ondas electromagnéticas	13

2.10.1. Propagación por onda terrestre	13
2.10.2. Propagación por onda celeste	13
2.10.3. Propagación troposférica	14
2.10.4. Propagación visual	15
2.11. Sistema de comunicación privada	15
2.11.1. Fuente de alimentación	17
2.11.2. Transceptor	18
2.11.2.1. Fundamentos de los transmisores y receptores de radio	18
2.11.2.2. Fundamentos del transmisor de radio	21
2.11.2.3. Osciladores de frecuencia variable	24
2.11.2.4. Diales del OFV	25
2.11.2.5. Lectura lineal	26
2.11.2.6. Diales electrónicos	27
2.11.2.7. Multiplicación de frecuencia	29
2.11.2.8. Transmisor de VHF a base de Oscilador-Multiplicador	31
2.11.2.9. Mezcladores de transmisión	32
2.11.2.10. Filtros de salida	34
2.11.2.11. Etapas excitadoras	36
2.11.2.12. Circuitos excitadores	38
2.11.2.13. Fundamentos del receptor de radio	40
2.11.2.14. La entrada de señal del OL.	40
2.11.2.15. Entrada de RF.	41
2.11.2.16. Respuesta a la imagen	42
2.11.2.17. Amplificadores de FI.	43
2.11.2.18. Elección de la Frecuencia Intermedia	43
2.11.2.19. Selectividad de FI.	44
2.11.2.20. Control automático de ganancia (CAG)	47
2.11.2.21. Osciladores de frecuencia de batido (OFB)	48
2.11.2.22. Medidores S (S-METER)	49
2.11.2.23. Reducción del ruido	50
2.11.2.24. Ruido de impulsos	50

2.11.2.25. Limitador de audio	51
2.11.2.26. Circuito limitador de ruidos	52
2.11.2.27. Silenciador de ruido en FI.	52
2.11.2.28. Fundamentos de transceptores de radio	53
2.11.2.29. Desarrollo histórico de los transceptores	54
2.11.2.30. Análisis de los diagramas de bloques	56
2.11.2.31. Consideraciones del diseño de transceptores	60
2.11.2.32. Características funcionales de los transceptores	61
2.11.2.33. RIT y XIT (Sintonía incremental)	62
2.11.2.34. Deslizamiento de la FI.	63
2.11.2.35. Sintonía de ancho de banda variable	67
2.11.2.36. Filtro de grieta	67
2.11.2.37. Filtros de cresta de audio	68
2.11.2.38. El VOX	69
2.11.2.39. Fundamentos del montaje modular	70
2.11.2.40. Aspectos digitales	73
2.11.3. Línea de transmisión	76
2.11.3.1. Tipos de transmisión	76
2.11.3.2. Líneas de transmisión simétricas	77
2.11.3.3. Líneas de transmisión asimétricas	78
2.11.4. Antena	79
2.11.4.1. Tipos de antenas utilizados en sistemas de comunicación	80
2.11.4.1.1. Antena monopolo vertical de $\lambda/4$	82
2.11.4.1.2. Antena vertical de $5\lambda/8$	83

CAPITULO 3: PUERTO SERIE

3.1. Introducción	86
3.2. El estándar RS-232	87
3.3. Comunicación serie	89
3.4. Protocolos de entrada y salida serie	90
3.4.1. Protocolos asíncronos	91

3.4.2. Protocolos síncronos	92
3.5. Modelo conceptual de UART	93
3.6. Estructura del puerto serie	99

CAPITULO 4: INGENIERIA DEL PROYECTO

4.1. Antecedentes	104
4.2. Diseño del interfaz de programación de frecuencia	105
4.3. Análisis general del circuito	110
4.3.1 Estado latente del puerto serie	110
4.3.2. Cuando TXD cambia de estado	111
4.3.3. ITXD cambia el estado y RTXD se mantiene en estado latente	111
4.3.4. ITXD en estado latente y RTXD cambia a nivel bajo	112
4.4. Funcionamiento general del circuito	114
4.5. Desarrollo del software del interfaz de programación	117
4.5.1. Código fuente	117
4.5.2. Pantalla de presentación del programador	131
4.5.3. Instrucciones de uso resumidas del programador	131

CAPITULO 5: COSTOS Y PRESUPUESTOS

5.1. Costos directos	132
5.2. Costos indirectos	133
5.3. Costo total	133
5.4. Material auxiliar utilizado	133

CAPITULO 6: CONCLUSIONES Y BIBLIOGRAFIA

6.1. Conclusiones	134
6.2. Bibliografía	136
6.2.1. Material impreso consultado	136
6.2.2. Páginas Web visitadas	137

INDICE DE FIGURAS

		Páginas
Figura 2.1	Diagrama de bloques simplificado de un sistema de radio comunicación	4
Figura 2.2	a) Configuración de una onda de radio en el espacio libre. b) Frente de onda a gran distancia del punto de origen.....	10
Figura 2.3	Longitudes de onda repartidas a lo largo de una onda senoidal periódica	12
Figura 2.4	Explicación de cómo se doblan las ondas de radio en onda corta (Alta frecuencia), alrededor de la tierra y llegan a puntos distantes por reflexión en las capas ionizadas de la atmósfera...	14
Figura 2.5	Propagación visual y líneas de recepción.....	15
Figura 2.6	Diagrama en bloques de un sistema de radiocomunicación.....	16
Figura 2.7	Sistema de radiocomunicación privada.....	17
Figura 2.8	Circuito general de transmisores elementales.....	23
Figura 2.9	Circuito transmisor de MORSE.....	24
Figura 2.10	Circuito contador típico.....	28
Figura 2.11	Multiplicadores de Frecuencia.....	30
Figura 2.12	Mezclador de transmisor doblemente equilibrado.....	33
Figura 2.13	Circuitos esquemáticos de los filtros de salida.....	37
Figura 2.14	Circuito esquemático de un amplificador de estado sólido.....	39
Figura 2.15	Diagrama en bloques de un transmisor de AM.....	55
Figura 2.16	Diagrama en bloques de un receptor de AM.....	56
Figura 2.17	Diagrama en bloques de un transceptor.....	59
Figura 2.19	Esquema detallado de un transceptor.....	72
Figura 2.20	Líneas de transmisión simétricas.....	78
Figura 2.21	Línea de transmisión asimétrica.....	79
Figura 2.22	Corriente y tensión distribuidas a lo largo de una antena de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda.....	83

Figura 2.23	Principio de funcionamiento de la antena $5\lambda/8$, con plano de tierra.....	84
Figura 2.24	Relación de radiación de una antena de $\lambda/4$, al nivel del suelo, comparada con otra antena vertical de $5\lambda/8$	85
Figura 3.1	a) Aspecto físico del puerto serie b) Disposición de pines del puerto serie.....	86
Figura 3.2	Esquema básico de una comunicación serial.....	87
Figura 3.3	a) Puerto serie, conector DB-9 b) Puerto serie, conector DB-25.....	88
Figura 3.4	Estructura de la información dentro del protocolo de comunicación asíncrono.....	93
Figura 3.5	Estructura básica del UART.....	94
Figura 3.6	DML y DLL permiten una velocidad variable en el UART.....	95
Figura 3.7	El THR almacena el dato que se va a transmitir.....	96
Figura 3.8	El LSR informa el estado de la transmisión.....	97
Figura 3.9	Esquema completo de una UART.....	98
Figura 3.10	Circuito para la corrección de niveles lógicos.....	102
Figura 4.1	Circuito esquemático interfaz de programación.....	106
Figura 4.2	Configuración general de CI MAX-232.....	109
Figura 4.3	Estado latente del puerto serie.....	111
Figura 4.4	Cambios de estado IRX, ITXD, RXD.....	112
Figura 4.5	Cambio de estado IRX, ITXD, RXD.....	113
Figura 4.6	Modo de aplicación de interfaz de programación.....	114
Figura 4.7	Diagrama de estados de la etapa de transmisión de datos: a) Bits de paridad y de parada nivel alto b) Bits de paridad y de parada nivel bajo c) Bits de datos.....	115
Figura 4.8	Diagrama de estados de la etapa de lectura y escritura de datos: a) Proceso de lectura de datos en equipo transceptor. b) Proceso de escritura de datos en equipo transceptor.....	116
Figura 4.9	Presentación general de la pantalla del programador.....	131

INDICE DE TABLAS

	Páginas
Tabla 2.1 Asignación de las distintas bandas de frecuencia.....	11
Tabla 2.2 Características importantes de un transceptor típico.....	75
Tabla 2.3 Características de cables coaxiales de 50 Ohmios.....	81
Tabla 3.1 Descripción de niveles lógicos del estándar RS-232.....	88
Tabla 3.2 Estructura general puerto serie.....	99
Tabla 3.3 Asignación de pines y configuración general puerto serie.....	100
Tabla 4.1 Relación de componentes utilizados.....	107

CAPITULO 1

INTRODUCCION

1.1. INTRODUCCIÓN.

En la mayoría de los eventos públicos y privados que se desarrollan en los distintos medios de nuestra sociedad, en su conjunto se denota con gran curiosidad que los dispositivos de seguridad de estos son estrictamente planificados, utilizando para este efecto un gran número de equipos de comunicación como ser equipos base y portátiles (handies), los cuales garantizan que el dispositivo de seguridad planificado alcance sus objetivos generales.

La electrónica como ciencia base de las distintas tecnologías en cuanto a telecomunicaciones y específicamente a sistemas de comunicación privada debe precautelar el buen funcionamiento de este tipo de equipos, para que su utilización cumpla los roles que se les está asignado dentro de las exigencias de comunicación de distintas empresas.

El Diseño e implementación de un sistema interfaz universal de programación y asignación de frecuencias de operación en equipos de comunicación privada garantiza además de este aspecto, el principio de técnicas de mantenimiento y calibración de los equipos de comunicación siendo una gran herramienta dentro de un taller de equipos de comunicación en general.

1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

Debido a que el área de telecomunicaciones es muy amplio, se deja de lado el estudio de sistemas tan esenciales como son los sistemas de comunicación privada, más aun considerando todos sus componentes, es en tal sentido que siendo éste un sistema muy utilizado en nuestro medio, por distintas empresas

publicas, empresas de seguridad, etc en nuestro medio se presenta una carencia en cuanto a un interfaz universal de programación y asignación de frecuencias de operación para equipos de comunicación privada, lo cual es el primer paso para realizar el mantenimiento de este tipo de equipos.

1.3. JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO.

El Diseño e implementación de un sistema interfaz universal para la programación y asignación de frecuencia en equipos de comunicación privada, presenta un grado de complejidad que se puede resolver con los conocimientos adquiridos en la Carrera de Electrónica y Telecomunicaciones, como parte del diseño curricular de ésta, con el conocimiento científico en las materias relacionadas, la elaboración del presente proyecto se adecua al proceso de investigación y experimentación para conseguir las metas trazadas, además considerando que este tipo de interfaz no se lo puede adquirir sino en tiendas especializadas del exterior y a un costo muy elevado, por lo cual el presente proyecto pretende realizar una propuesta económica y versátil en su aplicación y uso final.

1.4. LIMITES DEL PROYECTO.

El desarrollo del presente proyecto en cuanto a su ejecución práctica y demostración limita su área de investigación en sistemas de comunicación privada en las bandas de VHF (138.000- 174.000 MHz).

1.5. OBJETIVOS.

De acuerdo al desarrollo del presente proyecto se definen los siguientes objetivos:

Objetivo General.

Realizar el diseño e implementación de un sistema interfaz universal para la programación y asignación de frecuencia de operación en equipos de comunicación privada a través de un software.

Objetivos Específicos.

- Realizar un aporte bibliográfico, con el estudio acerca de este campo de las Telecomunicaciones, en sistemas de comunicación privada.
- Analizar y evaluar las bondades que nos proporciona un sistema de comunicación privada.
- Recopilar e incorporar conceptos fundamentales en cuanto al mantenimiento de sistemas de comunicación privada.
- Elaborar un manual de programación aplicando el uso del interfaz universal.
- Consolidar conocimientos pertinentes, en cuanto a bases fundamentales de los equipos que conforman los sistemas de comunicación privada.
- Comprender las formas de transmisión, mediante la asignación de frecuencias en equipos específicos de comunicación.

1.6. METAS.

El producto final, al que se pretende arribar con la elaboración del presente proyecto esta determinado con el diseño e implementación de un sistema interfaz de programación y asignación de frecuencia de operación en equipos de comunicación privada, con lo cual se evidenciara de manera efectiva la aplicación de los conocimientos, competencias y habilidades del perfil profesional de la carrera de Electrónica y Telecomunicaciones.

CAPITULO 2

FUNDAMENTOS DE TELECOMUNICACIONES

2.1. TELECOMUNICACIONES.

Se define como Telecomunicaciones a toda transmisión, emisión o recepción de signos, señales, escritos, imágenes o información de cualquier naturaleza, por hilo radioeléctrico, medios ópticos, u otros sistemas electromagnéticos.

El objetivo principal de las telecomunicaciones es transmitir y recibir información entre dos puntos, es decir desde un punto A, hasta un punto B, ubicados a una determinada distancia. Este proceso de comunicación se muestra a continuación en la figura 2.1 que es un diagrama de bloques simplificado de un sistema de radiocomunicación que nos muestra la relación existente entre la información de origen y destino, el Transceptor, y el medio de transmisión.

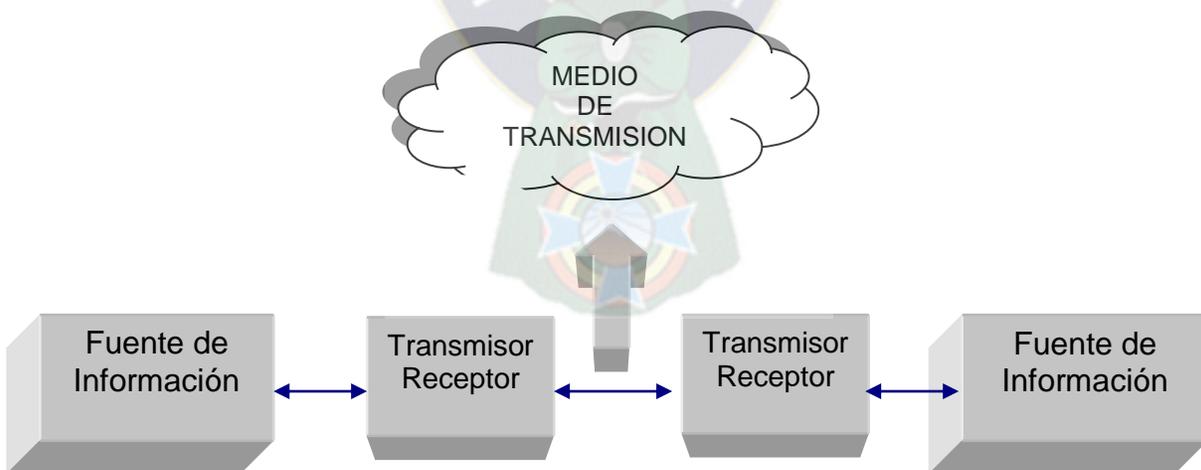


Figura 2.1 Diagrama de bloques simplificado de un sistema de radio comunicación

2.2. INFORMACIÓN DE ORIGEN Y DESTINO.

La información de origen y destino se denomina también mensaje y puede ser clasificada de la siguiente forma:

2.2.1. INFORMACIÓN ANALÓGICA.

Forma de información o señal que está representada por una onda de forma continua u analógica, como por ejemplo: la voz, la música, etc.

2.2.2. INFORMACIÓN DIGITAL.

Cuyo mensaje consiste en formas de onda discretas, tales como los datos de salida de una computadora digital, señales digitalizadas de voz, música, etc.

2.2.3. INFORMACIÓN PULSATIL.

Cuya forma de información consiste en una forma de onda de una sucesión de pulsos digitales estrechos como por ejemplo: los pulsos empleados en las aplicaciones de radar, otras formas de detección, en el sondeo ionosferico, etc.

2.3. TRANSMISIÓN.

Se denomina transmisión a la acción de transportar entre dos puntos sea directa o indirectamente, bien física o por señales, un objeto, una imagen, un sonido, o una información de cualquier naturaleza.

2.3.1. MODOS DE TRANSMISIÓN.

A continuación se define los siguientes modos de transmisión.

2.3.1.1. TRANSMISIÓN SIMPLEX (SX).

Modo de transmisión donde las transmisiones pueden ocurrir solo en una dirección, los sistemas Simplex son comúnmente llamados sistemas de un solo sentido, solo para recibir o solo para transmitir, donde una ubicación puede ser transmisor o receptor pero no ambos, un ejemplo de la transmisión Simplex es la Radiodifusión comercial, televisión, donde la estación de radio, televisión solo transmiten y el público solo recibe la información.

2.3.1.2. TRANSMISIÓN HALF - DUPLEX (HDX).

Con el tipo de transmisión Half-duplex, las transmisiones se suceden en ambos sentidos o direcciones pero no al mismo tiempo, a este tipo de sistemas muchas veces se las denomina con alternativa de dos sentidos, cualquier sentido, cambio y fuera, donde un sitio puede ser transmisor y receptor pero no los dos al mismo tiempo.

Los sistemas de radio de dos vías operan en transmisión y recepción operando el botón PTT (Push to talk).

2.3.1.3. TRANSMISIÓN FULL - DUPLEX (FDX).

Con este tipo de operación Full-dúplex, las transmisiones pueden ocurrir en ambas direcciones al mismo tiempo, a los sistemas Full-dúplex se les denomina: líneas simultáneas de doble sentido, dúplex o de ambos sentidos.

Un sitio determinado puede ser transmisión y receptor simultáneamente sin embargo la estación a la que está transmitiendo también debe ser la estación de la que está recibiendo, un ejemplo de este tipo de transmisión Full-duplex es el sistema telefónico doméstico.

2.3.1.4. TRANSMISIÓN FULL / FULL - DUPLEX (F/FDX).

Con una operación Full/Full duplex, es posible transmitir y recibir simultáneamente pero no necesariamente entre dos ubicaciones determinadas, es decir una estación puede transmitir a una segunda estación y recibir de una tercera estación al mismo tiempo, las transmisiones full/full-duplex se utilizan casi exclusivamente con circuito de comunicaciones de datos y también en telefonía celular móvil.

2.4. RADIOCOMUNICACION.

Se conoce como Radiocomunicación a las telecomunicaciones realizadas por medio de las ondas Radioeléctricas, dicho de otra manera la Radiocomunicación, es la transmisión, recepción, y procesamiento de una determinada información, usando dispositivos electrónicos.

2.5. MODULACIÓN.

Se define como modulación al proceso de hacer variar los diferentes parámetros como ser: amplitud, frecuencia, fase, posición, ancho, etc. de una onda llamada portadora, con la amplitud, de otra onda llamada modulante o también llamada información.

La portadora es una onda que tiene al menos una característica que puede variarse según una referencia conocida como modulación.

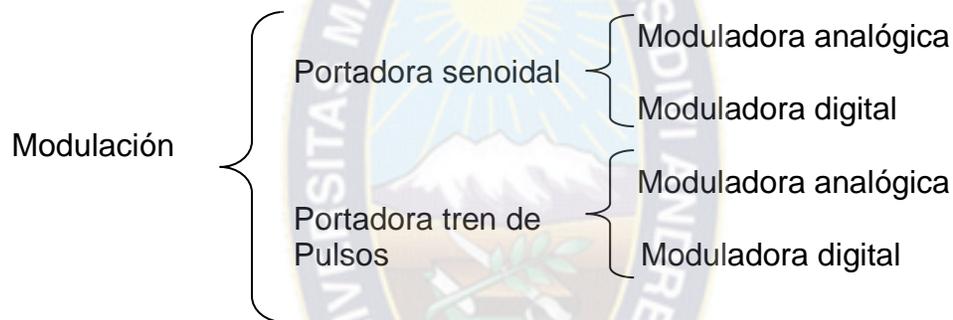
Esta referencia conocida es normalmente, una onda senoidal fija, pero podría ser una serie recurrente de impulsos, sin señal entre impulsos. Dentro del proceso de modulación existe un modulador que es un circuito o aparato en el que la portadora y la señal moduladora llegan juntas para producir una portadora modulada o uno que procese la señal moduladora, y la presenta al circuito que debe modularse.

La modulación es normalmente asociada con los transmisores pero el modulador puede ser parte del transmisor o ser una unidad separada de este.

2.5.1. TIPOS DE MODULACIÓN.

Los tipos de modulación, resultan de la forma de onda como se presentan tanto la señal portadora como la señal moduladora o modulante.

Estas señales pueden ser, tanto de naturaleza analógica como digital, por lo tanto los diferentes tipos de modulación, son:



2.6. DEMODULACIÓN.

Se define como demodulación al proceso de obtener la información original de modulación de una onda portadora modulada.

La demodulación es parte del proceso de recepción y se realiza mediante un demodulador el cual es parte constituyente de un receptor, pero como en el caso anterior se presentan también demoduladores externos con el mismo fin.

2.7. ONDAS RADIOELECTRICAS.

Las ondas radioeléctricas son denominadas también ondas electromagnéticas, son una combinación de campos magnético y eléctrico, con la energía partida de forma simétrica entre los dos. Si las ondas se originaran en una fuente puntual en el espacio libre, se propagarán en esferas siempre crecientes, con la fuente en su centro, cuya frecuencia es inferior a 30.000 GHz, propagándose por el espacio sin guía artificial.

En un tiempo extraordinariamente pequeño, una esfera creciente, partiendo del centro, se haría muy grande, y para un observador situado en la superficie esférica, si pudiese ver en realidad la onda frente a él, le parecería plana en vez de redonda. La velocidad con que éstas esferas se expanden es igual a la velocidad de la luz, debido a que ésta es también una onda electromagnética, en el vacío la velocidad es 299.792.077m/s aunque para cálculos se la redondea a 300.000.000 m/s.

Un frente de onda que esté lo suficientemente lejos de la fuente para aparecer plana se llama onda plana, y las ondas de radio siempre cumplen esa condición, al menos si han recorrido una corta distancia desde la antena emisora. Una representación común de las líneas de fuerza eléctricas y magnéticas de una onda plana es la que se muestra en la figura 2.2, en la que (a) nos representa una sección de una onda electromagnética que se desplaza en el sentido de la flecha grande. En este gráfico el campo eléctrico E se indica vertical, y la onda en este caso está polarizada verticalmente, en tanto que el campo magnético H es horizontal, ya que ambos están siempre perpendiculares entre sí.

La amplitud de la onda varía periódicamente desde un valor positivo máximo hasta un valor máximo negativo pasando por cero, es decir que la onda varía sinusoidalmente.

2.8. ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.

Se denomina espectro electromagnético a la gama de todas las frecuencias en la cual la radiación electromagnética coherente de energía es útil para comunicación, mostrándonos la tabla 2.1 la correspondiente asignación de frecuencias.

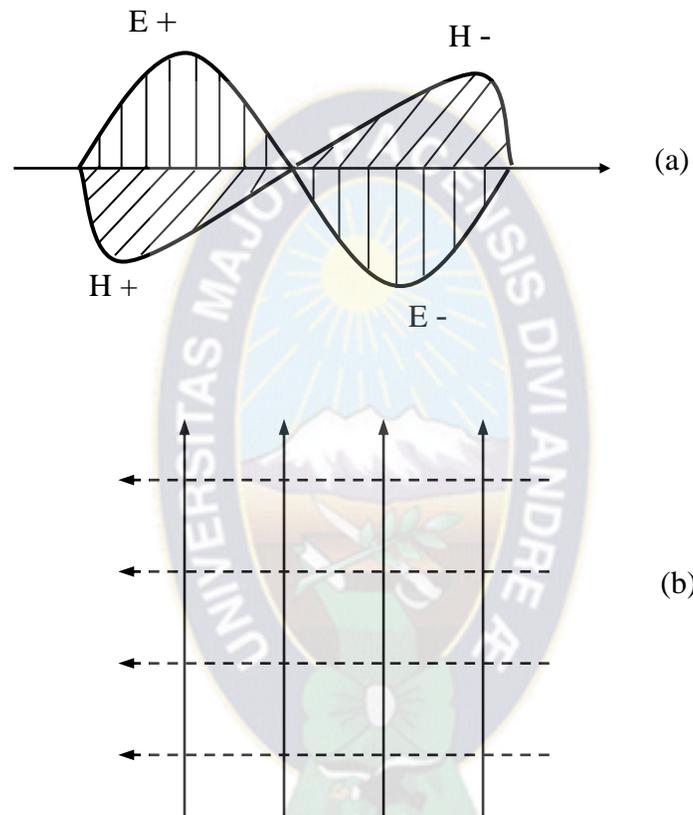


Figura 2.2 (a) Configuración de una onda de radio en el espacio libre.
(b) Frente de onda a gran distancia del punto de origen.

<i>Intervalo de Frecuencias</i>	<i>Designación.</i>	<i>Usos comunes.</i>	<i>Longitud de onda.</i>	<i>Medio de transmisión.</i>
30 – 300 Hz.	ELF Extremadamente baja frecuencia.	Comunicación submarina por Microondas,	> 100 Km.	Pares de alambres, ductos superficiales.
0.3 – 3 KHz.	VF Frecuencia de voz.	Terminales de datos, telefonía	100 Km.	Pares de alambres, ductos superficiales.
3 – 30 KHz.	VLF Frecuencia muy baja.	Navegación, telefonía, telegrafía,	100-10 Km.	Pares de alambres, ductos superficiales.
30 – 300 KHz.	LF Frecuencia baja.	Ayudas de navegación, Radiofaros, industria.	10-1 Km.	Pares de alambres, ductos superficiales. (Onda de tierra).
0.3 – 3 MHz.	MF Frecuencia media.	Móvil, transmisión de AM, radioaficionados y seguridad publica.	1000-100 m.	Cables coaxiales, Reflexión ionosferica, (Ondas de cielo).
3 – 30 MHz.	HF Frecuencia alta.	Negocios, banda civil y aficionados, comunicaciones militares,	100-10 m.	Cables coaxiales, Reflexión ionosférica, (Ondas de cielo).
30 – 300 MHz.	VHF Frecuencia muy alta.	Transmisión de FM y TV, transporte terrestre (buses, taxis, ferrocarril).	10-1 m.	Cables coaxiales, Dispersión troposferica ionosférica,
0.3 – 30 GHz.	UHF Frecuencia ultra alta	TV UHF, telemetría espacial radar militar.	100-10 cm.	Dispersión troposferica, conmutación a línea visual.
3 –30 GHz.	SHF Frecuencia super alta	Comunicación por satélite y en el espacio, empresas microondas.	10-1 cm.	Guías de onda, conmutación a línea visual.
30 – 300 GHz.	EHF Frecuencia extremadamente alta.	Investigación, radioastronomía	10-1 mm.	Guías de onda, línea visual.
10 ³ – 10 GHz.	Infrarrojo, Luz visible, ultravioleta	Comunicaciones ópticas.	-----	Fibras ópticas

Tabla 2.1 Asignación de las distintas bandas de frecuencia.

2.9. LONGITUD DE ONDA.

Se define como longitud de onda, a la distancia que existe entre dos puntos que tienen fases iguales, en dos ciclos consecutivos de una onda periódica, esta longitud se mide en metros, y puede ser calculado mediante la siguiente formula:

$$\lambda = \frac{C}{f}$$

Donde: C = velocidad de la luz (300.000.000 m/s).
 λ = longitud de onda en metros.
 f = frecuencia en Hertz (ciclos / segundo).

En la figura 2.3 vemos como se reparten las longitudes de onda a lo largo de una onda senoidal periódica.

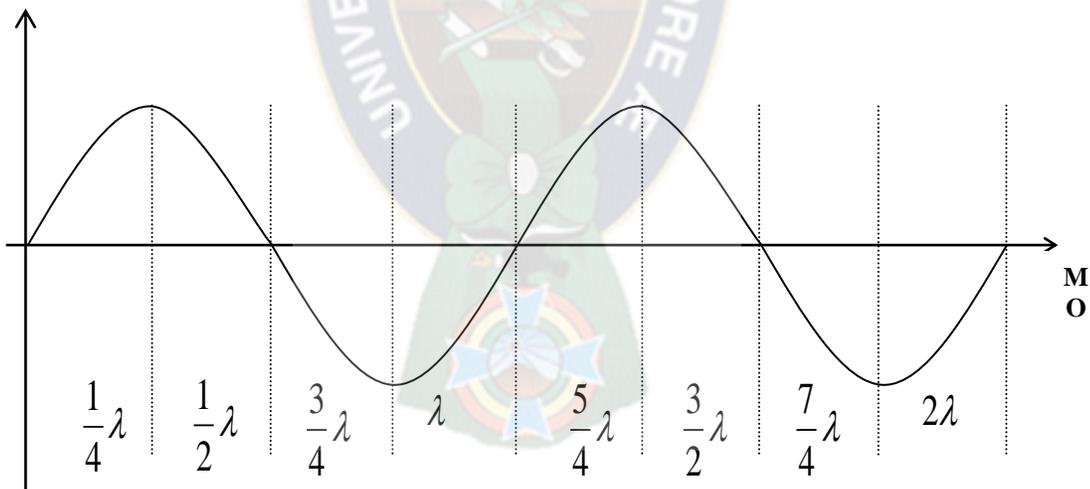


Figura 2.3 Longitudes de onda repartidas a lo largo de una onda senoidal periódica.

2.10. MODOS DE PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS.

La onda de radio frecuencia viajara desde un punto de transmisor hasta un punto receptor, de acuerdo a un determinado modo de propagación, que esta en función de diversos factores como la frecuencia de operación o trabajo, distancia entre transmisor y receptor, potencia del transmisor, topografía del terreno, altura de las antenas, perturbaciones en el medio, etc.

2.10.1. PROPAGACIÓN POR ONDA TERRESTRE

Este modo de propagación se produce cuando las ondas polarizadas verticalmente (en la mayoría de los casos), se desplazan muy cerca de la superficie de la tierra, limitando su alcance máximo debido a que estas ondas son absorbidas gradualmente por la superficie que recorren.

En síntesis el alcance de este tipo de propagación depende de la potencia del transmisor, frecuencia de trabajo y calidad del terreno, este tipo de propagación se produce a frecuencias bajas (longitudes de ondas largas).

2.10.2. PROPAGACIÓN POR ONDA CELESTE.

Tipo de propagación también conocida como propagación ionosférica, que se produce a frecuencias altas (cuanto mayor es la frecuencia su longitud de onda es menor), cuyas ondas siguen una trayectoria que forman un ángulo relativamente grande con la superficie de la tierra, estas ondas son reflejadas después hacia la tierra en un punto distante por una capa ionizada situada en una parte superior de la atmósfera llamada ionosfera.

En este tipo de propagación es fundamental la elección de la frecuencia de operación, así como también la potencia de transmisión es un factor muy importante en la determinación del alcance, en determinadas condiciones el

alcance puede superar el perímetro de la superficie terrestre. Este tipo de propagación generalmente es usado para sistemas de comunicación de larga distancia.

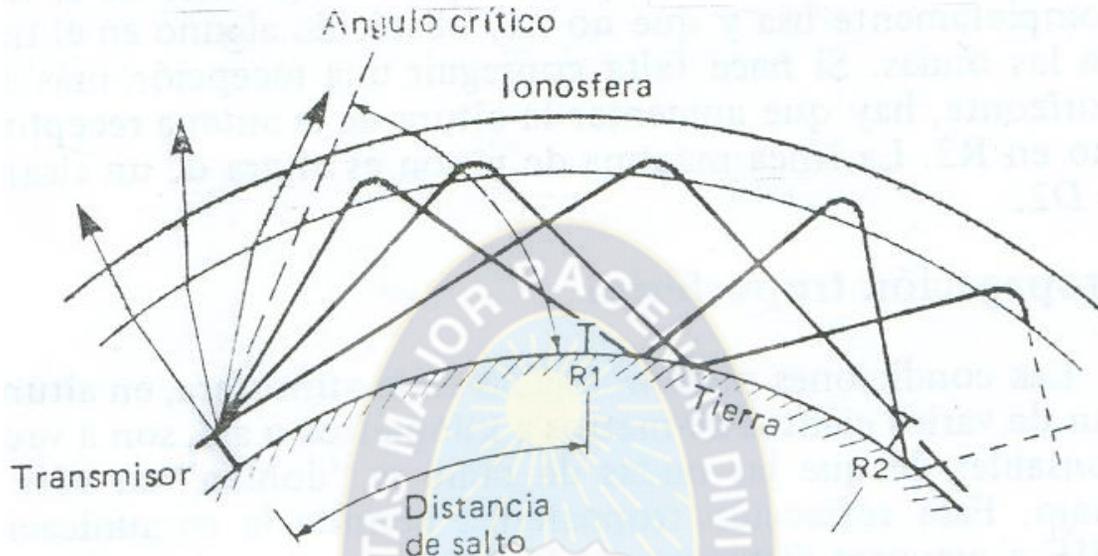


Figura 2.4 Explicación de cómo se doblan las ondas de radio en onda corta (alta frecuencia), alrededor de la tierra y llegan a puntos distantes por reflexión en las capas ionizadas de la atmósfera

2.10.3. PROPAGACIÓN TROPOSFERICA.

Este tipo de propagación se usa en frecuencias muy altas (VHF), donde las condiciones meteorológicas en la atmósfera, en alturas que van de cientos de metros a kilómetros, son a veces responsables de que las ondas de radio se “doblen” hacia abajo, esta refracción troposférica permite la comunicación en VHF a mayores distancias.

En realidad la importancia de ese doblado aumenta con la frecuencia, y la transmisión y recepción mejoran conforme la frecuencia excede los 50 Mhz. La refracción en la troposfera se realiza cuando quedan estratificadas masas de aire

en regiones que tienen constantes dieléctricas distintas, la causa más común de la refracción troposférica es la inversión térmica. Las ondas troposféricas también suelen conservar su polarización en todo el trayecto.

2.10.4. PROPAGACIÓN VISUAL.

Cuanto más alto nos ponemos más alto podemos ver, esta simple constatación podemos aplicarla casi en su totalidad a la propagación en VHF, UHF a distancias visuales.

La propagación visual seguirá normalmente un trayecto paralelo al suelo desde el transmisor hasta el receptor, pero aun se puede dar el caso de que una parte de la onda que sale del transmisor hacia el receptor, llegue también hasta el suelo donde se refleja, alcanzando el receptor por otro camino.

Según sea la trayectoria de viaje de ambas ondas en ambos casos estas llegarán al receptor con la misma fase, siendo el resultado un refuerzo en la señal en el primer caso, o una debilitación en el segundo caso.

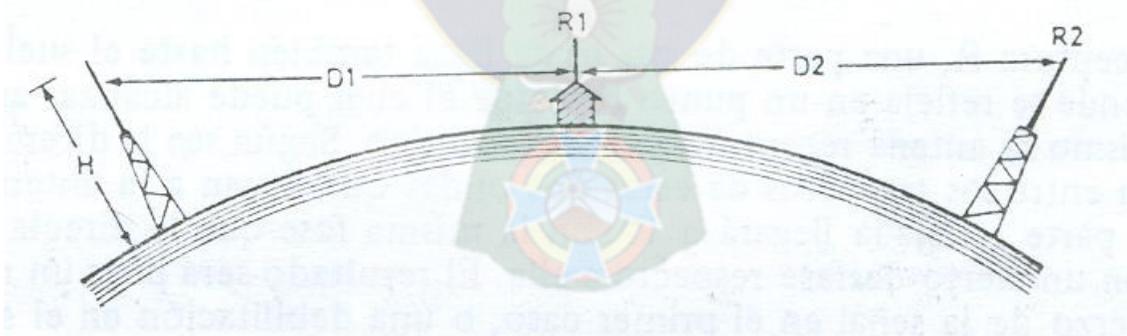


Figura 2.5 Propagación visual y líneas de recepción.

2.11. SISTEMA DE COMUNICACIÓN PRIVADA.

Se define como sistema de comunicación de radio al conjunto de aparatos, dispositivos electrónicos, etc. que ordenados y utilizados adecuadamente nos

permiten realizar comunicaciones por ondas de radio a una frecuencia determinada.

De manera más concreta nos referiremos a un sistema de radio comunicación en la banda de VHF, con una frecuencia de operación de 140.000 – 174.000 Mhz que comprende los distintos dispositivos como son:

- Fuente de alimentación.
- Transceptor, (Transmisor, Receptor).
- Línea de transmisión.
- Antena.

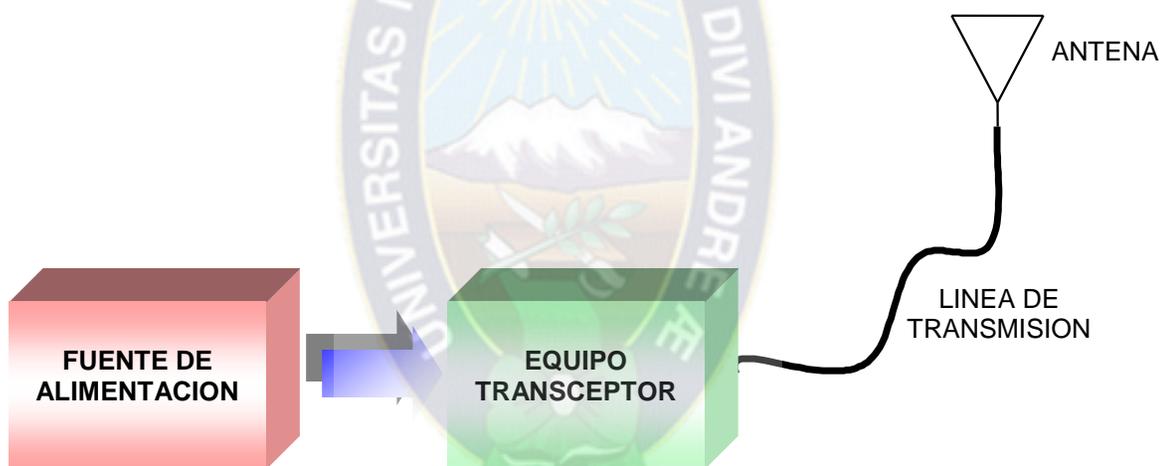


Figura 2.6 Diagrama en bloques de un sistema de radiocomunicación.



Figura 2.7 Sistema de radiocomunicación privada.

2.11.1. FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

También denominada fuente de poder regulada. La energía eléctrica necesaria para el funcionamiento de la fuente de alimentación, el cual nos suministra una tensión continua de 13,8 VCC, se suele tomar de la red de corriente alterna (CA), que generalmente es de un valor de 220 VAC, cuando el equipo de comunicación trabaja en área residencial fija, se dispone de dicha energía, pero para operación móvil, la fuente de alimentación es casi siempre la batería del automóvil.

Gracias a que la fuente de alimentación nos suministra la tensión y la corriente necesarias para el buen funcionamiento del sistema de comunicación, seguidamente mencionaremos algunos parámetros importantes para este efecto.

- Tensión de entrada: 220 VAC, (tensión de red).
- Tensión de salida regulada: 12 VDC, (13,8 VDC).
- Corriente de salida: 20 Amperes, (generalmente este parámetro dependerá de las especificaciones técnicas del fabricante).

2.11.2. EL TRANSCEPTOR.

2.11.2.1. FUNDAMENTOS DE LOS TRANSMISORES Y RECEPTORES DE RADIO.

Aunque los transmisores y transceptores modernos contienen exclusivamente dispositivos de estado sólido, todavía resulta práctico la utilización de un circuito híbrido que contenga válvulas y etapas con semiconductores activos. Por lo general, el transmisor está constituido por transistores, diodos y microcircuitos hasta la etapa de excitación. A partir de aquí suele contener una válvula excitadora del paso final destinada al suministro de energía de radiofrecuencia al amplificador de potencia a válvulas. Este último amplificador suele estar formado por dos válvulas del tipo 6146B o por un par de válvulas de barrido horizontal de TV.

La ventaja de los amplificadores a válvulas está en que son menos susceptibles a las averías por causa de un nivel excesivo de excitación o por causa de cargas desadaptadas. Con todo, la etapa excitadora y el amplificador de potencia (AP) pueden resultar inmunes a las averías provocadas por la desadaptación de la carga de salida si se proyectan correctamente y el transmisor incluye un circuito protector contra la ROE excesiva. El amplificador de estado sólido resulta ligeramente más difícil de diseñar y de conseguir que trabaje correctamente, en comparación con un amplificador a válvulas de potencia equivalente. Esto se debe a que la pureza de la transmisión resulta más difícil de conseguir con el empleo de etapas de potencia de estado sólido. Los transistores generan mucho más energía armónica que las válvulas y presentan, además, mayor facilidad para autooscilar en baja frecuencia (BF), en muy baja frecuencia (VLF) y en las frecuencias de audio a menos que sus circuitos se hayan proyectado muy cuidadosamente. Esto no ocurre, por lo general, en los amplificadores a válvulas.

Si se ignoran estos problemas y se da mayor importancia al costo y a la comodidad, los transistores ofrecen una ligera ventaja respecto a las válvulas. Los transmisores alimentados con tensión de 13,8 voltios pueden funcionar obteniendo la energía directamente de una fuente móvil o de una batería solar, mientras que el amplificador a válvulas requiere una fuente de alta tensión lo mismo para trabajar desde una estación móvil que en portátil o fija. Cuando se precisa una alimentación de CA, el costo de una fuente de alta tensión y capacidad de corriente media para las válvulas viene a ser el mismo que el de una fuente de baja tensión y elevada intensidad de corriente para el equipo transistorizado.

En niveles de potencia de salida por encima de aproximadamente, 20 watos, la fuente de alimentación del amplificador de estado sólido se encarece notablemente debido a la complejidad del circuito estabilizador. Este es otro de los motivos por los que la mayoría de radioaficionados utilizan válvulas en sus amplificadores de potencia en HF y en VHF. El número de transistores de potencia que se requieren (más sus circuitos de interrelación) para generar la potencia de 10 W de señal puede alcanzar un precio notablemente más alto que la válvula o válvulas necesarias para un amplificador de igual potencia. Por otra parte, el costo de los grandes disipadores térmicos, en comparación con el precio de un ventilador refrigerador, puede significar que el amplificador de estado sólido alcance un precio prohibitivo hasta cierto punto.

La decisión entre adquirir o montar uno mismo el transmisor debe fundamentarse en determinadas consideraciones: relación entre costo y prestaciones; acabado y apariencia profesional en contraste con el acabado y apariencia del equipo doméstico; los valiosos conocimientos y la satisfacción que se obtienen con los montajes realizados por uno mismo en comparación con el hecho de adquirir un equipo comercial y convertirse simplemente en un "operador" del mismo, etc. La decisión debe ser acorde con el objetivo del propio radioaficionado y con sus posibilidades económicas. Los transmisores de construcción doméstica resultan, por lo general, más fáciles de reparar que los equivalentes comerciales por cuanto

su propio dueño conoce a la perfección la disposición del circuito y cómo funciona cada una de las etapas del mismo.

Es más, el costo del mantenimiento es significativamente menor en el equipo doméstico que en la mayoría de equipos comerciales. Con todo, la mayor importancia de los aparatos de construcción doméstica radica en cuánto se puede aprender durante el montaje.

En el pasado las frecuencias por encima de los 50 MHz constituyeron un mundo aparte dentro de los equipos de radiotransmisión, tanto por la clase de equipo requerido como por las modalidades operativas y por los resultados perseguidos, en el presente estos dos mundos se entremezclan cada día más.

El uso prácticamente universal de la banda de HF ha representado un señalado impacto en el diseño de los equipos para las bandas de VHF y aun para las bandas de UHF, en aparatos que ofrecen una excelente calibración de frecuencia y buena estabilidad tanto eléctrica como mecánica, y que son igualmente eficaces para las comunicaciones en banda civil, sus cualidades resultan atractivas para los operadores de VHF y es lógico que estos últimos busquen y persigan la manera de utilizar el equipo de HF en las frecuencias superiores a los 50 MHz.

Como consecuencia de lo dicho se ha producido un aumento del número de dispositivos accesorios destinados a la adaptación del equipo de HF para que pueda funcionar en VHF, tanto en el campo de la fabricación comercial como en el de la construcción doméstica. Esta orientación se inició hace años con el convertidor de recepción de VHF parecidos para la transmisión en HF. La tendencia actual en HF va hacia la estación en bloque, de un solo aparato o transceptor y, obviamente, la mayoría de aficionados a la VHF siguen esta misma línea procurando idear aparatos que acompañen y complementen al transceptor de HF y que sean capaces de llevar a cabo las funciones de conversión de frecuencia

tanto en transmisión como en recepción. Estos aparatos reciben el nombre de "transceptores" y figuran en los catálogos de los fabricantes de equipos.

En las bandas de VHF predominan las modalidades de CW, BLU y FM. Cada uno de estos sistemas de comunicación requiere la particularización de ciertos circuitos de transmisión. Por ejemplo, el equipo de FM requiere la presencia de etapas multiplicadoras que permitan alcanzar la adecuada desviación de frecuencia. Pero, como sea que la señal de BLU no puede transcurrir a través de etapas multiplicadoras de frecuencia, la generación de señales de esta clase en VHF requiere la incorporación de una o más etapas mezcladoras. Por suerte, la modalidad CW en VHF puede generarse indistintamente mediante mezcla o mediante multiplicación de frecuencia.

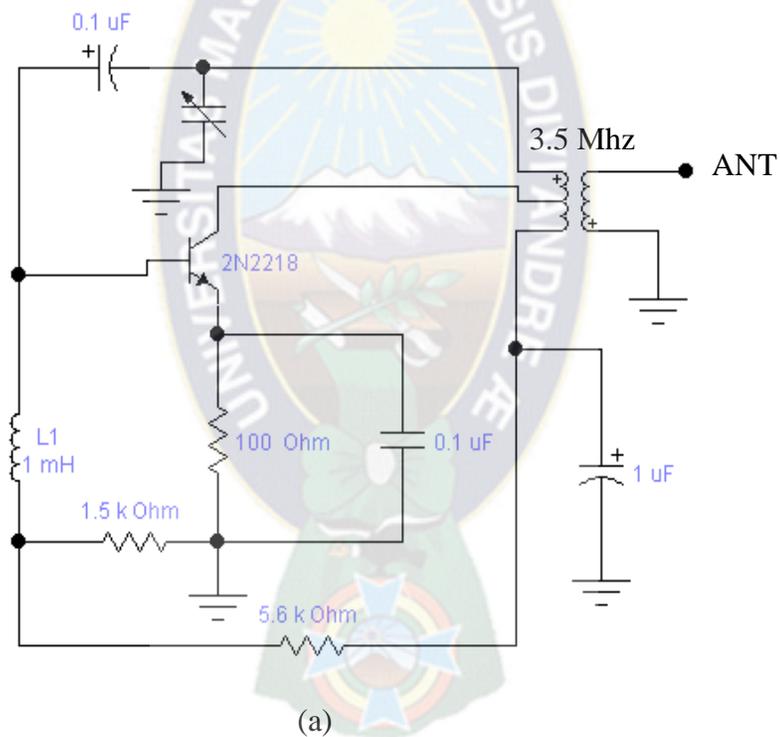
Como resultado, los fabricantes de transceptores comerciales vienen utilizando una combinación de ambas técnicas: el transceptor de VHF "multimodo", que ofrece a su operador la elección de las modalidades CW, BLU, FM y aun a veces AM, es un claro ejemplo de la aplicación práctica y simultánea de ambas técnicas para la generación de la señal adecuada a cada modalidad.

2.11.2.2. FUDAMENTOS DEL TRANSMISOR DE RADIO.

El transmisor más elemental está compuesto de una sola etapa, controla su frecuencia mediante un cristal de cuarzo y sirve únicamente para la comunicación en Morse (CW). La figura 2.8, en (a) se presenta un ejemplo genérico de su circuito. No se trata de un transmisor que resulte muy adecuado para salir al aire, dada su poca eficacia y su tendencia a generar una señal de banda ciudadana que trabaje con una carga muy ligera. Pero su circuito resulta muy aceptable cuando se le hace seguir de una etapa separadora (amplificador- separador o "buffer") como la mostrada en la figura 2.8 (b). Esta segunda etapa eleva el nivel de la potencia de salida y proporciona al circuito oscilador una carga casi

constante, que a su vez contribuye a evitar el deslizamiento de frecuencia y el consecuente gorgojeo de la nota de banda ciudadana.

La figura 2.9 viene a mostrar un circuito fundamental para los transmisores de Morse (banda ciudadana) y radioteletipo (KTTY), en él se ha incluido una etapa multiplicadora de frecuencia, cuyo diagrama de bloques nos muestra un transmisor en cuya sección excitadora puede verse un generador de frecuencia de tipo heterodino, muy popular en los transmisores y transceptores multibanda actuales.



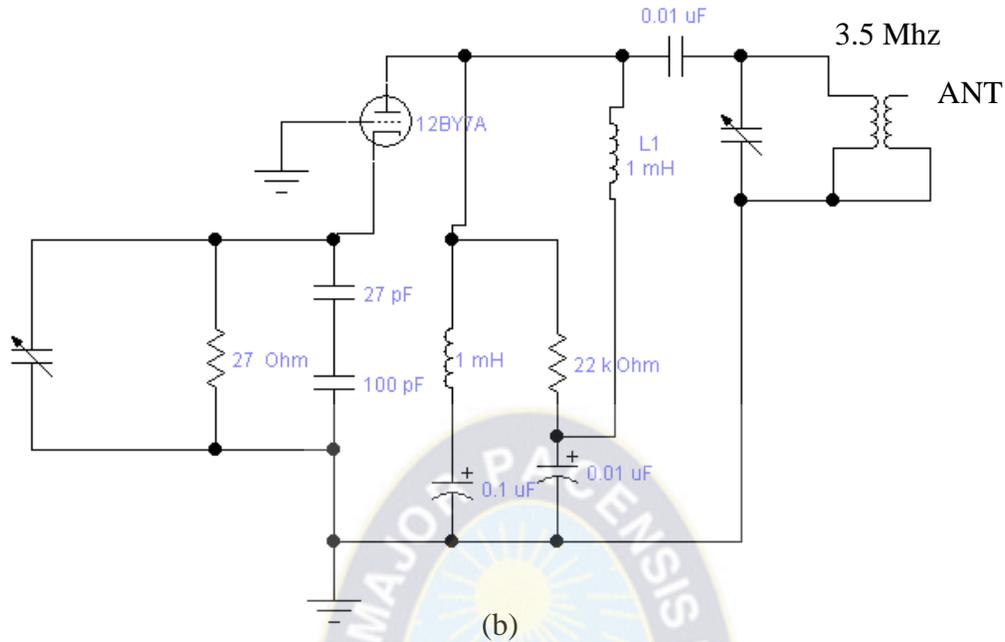


Figura 2.8 Circuito general de transmisores elementales.

Cualquiera de los esquemas mostrados en las figuras 2.8 y 2.9, resulta adecuado para trabajar en AM, siempre que se añada el correspondiente modulador para imprimir las variaciones de audio sobre la tensión de trabajo del amplificador final o, en determinados circuitos, sobre la tensión de trabajo tanto del paso de potencia como de la etapa que precede.

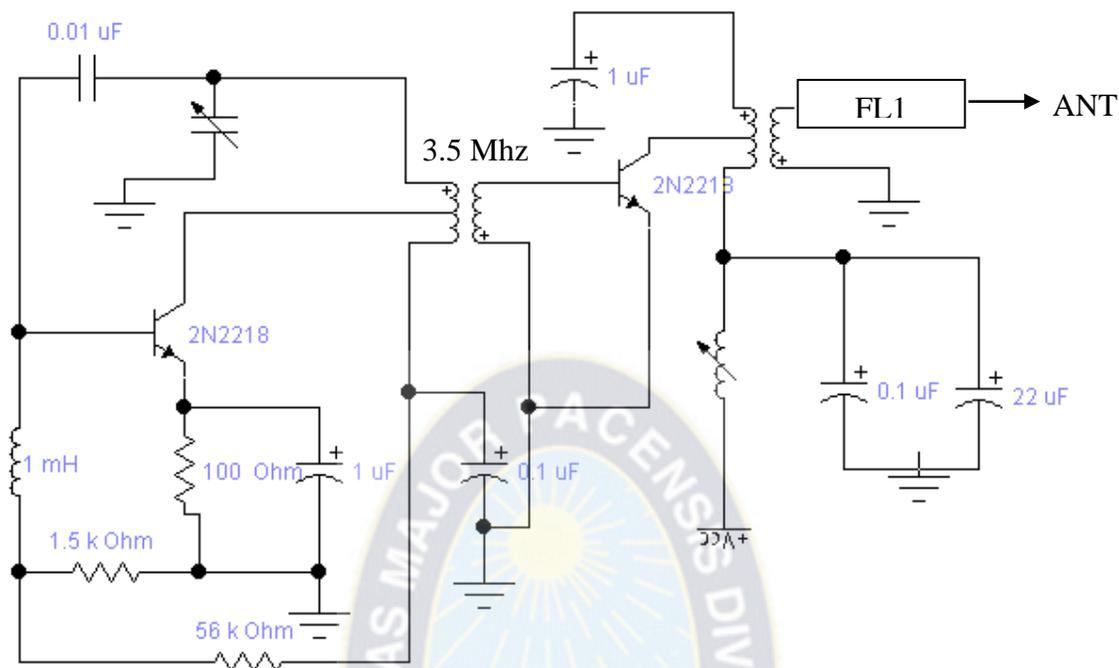


Figura 2.9 Circuito transmisor de MORSE.

2.11.2.3. OSCILADORES DE FRECUENCIA VARIABLE.

La aplicación generalizada del oscilador de frecuencia variable (OFV), en los circuitos de radiofrecuencia son los mismos, con independencia de la aplicación que pueda darse al OFV. De acuerdo a un modelo y marca específico del transceptor, evidentemente existen ciertas consideraciones adicionales que se refieren a la utilización de los OFV en los transmisores en particular y a diferencia de cuando se utiliza en los receptores.

Esto es lógico, por cuanto en el interior de los transmisores existe una temperatura funcional notablemente superior a la del interior de los receptores, puesto que en los primeros se trabaja con mucha más energía. En consecuencia, los OFV de los transmisores requieren mayor cuidado en todo cuanto se refiere a la estabilidad de frecuencia a largo plazo. A menudo resulta imprescindible el empleo de condensadores con compensación de temperatura en aquella parte del circuito

oscilador determinante de la frecuencia, al objeto de mejorar o allanar la curva de la deriva térmica a largo plazo.

Ciertos osciladores se proyectan para trabajar encerrados en una cámara climática (la pequeña caja metálica que los contiene) dotada de control térmico con el propósito de mantener una temperatura ambiente constante, aun cuando el equipo se halle apagado. Otro aspecto importante que también atañe a los OFV de los transmisores es el blindaje de RF del propio circuito oscilador y de la etapa separadora de bajo nivel que le sigue. Hay que tener presente que en el interior de un transmisor existen considerables niveles de radiofrecuencia parásita y que parte de esta energía puede alcanzar la sección osciladora a través de la radiación espuria o por conducción a lo largo del alambrado o de los elementos del circuito impreso. De aquí que importe procurar el mayor aislamiento físico y eléctrico que sea posible.

El OFV debe quedar encerrado en un pequeño contenedor o cajita de metal rígido. Todos los conductores eléctricos que penetran en dicha cajita deberán hacerlo a través de las correspondientes células de desacoplamiento de la RF, cuya efectividad deberá haberse calculado previamente para todas las frecuencias que puedan estar presentes en el circuito del transmisor. El contenedor del OFV deberá quedar firmemente sujeto al chasis, en el que descansará con la garantía de un buen contacto eléctrico a masa. La presencia de excesiva RF espuria en el interior de la cajita del OFV afectará a su circuito y puede ser la causa de serias inestabilidades y del funcionamiento errático del oscilador.

2.11.2.4. DIALES DEL OFV.

La dificultad de hallar un dial y un mecanismo desmultiplicador adecuados para el OFV suele ser un problema habitual con el que tropieza todo radioaficionado o fabricante de equipos de radiotransmisión. El dial debe funcionar con desmultiplicación suficiente para una sintonía fina, se considera óptima una

desmultiplicación capaz de proporcionar una variación de 10 a 25 Khz. por cada revolución del botón de mando exterior y sin deslizamientos en la transmisión del movimiento, pero suele adolecer de excesivo deslizamiento tras un corto periodo de uso. También pueden encontrarse mandos compuestos de dos velocidades, que resultan muy atractivos para el equipo de construcción doméstica.

El dial de precisión Eddystone 898 ha gozado de las preferencias de los radioaficionados durante muchos años, aun cuando la necesidad de elevar el OFV muy por encima del chasis conlleva ciertos problemas de inestabilidad mecánica. Si se emplea un oscilador variable de sintonía por permeabilidad (PIO) resultará muy adecuado un mando cuentavueltas, como los que se emplean en los condensadores variables al vacío o con las bobinas rotativas.

2.11.2.5. LECTURA LINEAL.

Si se desea la obtención de una lectura de frecuencia lineal en el dial, el valor de la capacidad del condensador variable de sintonía deberá representar sólo una pequeña parte de la capacidad total del circuito tanque oscilador. Los condensadores variables suelen perder su linealidad hacia los extremos del arco de giro de su rotor. De aquí que convenga utilizar un engranaje de transmisión mecánica de reducción de 1,5:1, de forma que sólo se utilice el margen central de variación de capacidad del condensador. Como ajuste final, debe procederse a recortar o limar ligeramente las placas del condensador variable hasta conseguir una lectura de frecuencia lineal. En los osciladores de sintonía por permeabilidad (PTO) puede procederse a alterar el paso del devanado de la bobina hasta que resulte una variación lineal de frecuencia a lo largo del desplazamiento del núcleo de sintonía. Otro procedimiento consiste en la utilización de un diodo de capacidad variable (varicap) como dispositivo de sintonía del OFV. Aquí la lectura de la frecuencia se obtiene a través de un voltímetro que mide la tensión aplicada al varicap y cuya escala de lectura se halla calibrada en frecuencia.

2.11.2.6. DIALES ELECTRÓNICOS.

El dial electrónico consiste en un contador de frecuencia simplificado que proporciona la lectura de la frecuencia de trabajo, bien del OFV o bien del transmisor o del receptor. El mérito del dial electrónico radica en la excelente precisión de su lectura (hasta 1 Hz. de resolución si así se desea) y en el hecho de que la sintonía del OFV no precisa ser lineal. El visualizador del dial puede estar constituido por lamparitas de neón denominadas "Nixies", por lamparitas de incandescencia de siete segmentos, por lamparitas de múltiples filamentos al vacío, por LCD (visualizadores de cristal líquido) o por LED (diodos de emisión de luz). También la utilización de circuitos MSI y LSI, algunos de ellos conteniendo hasta 200 transistores en un solo chip, tiene la virtud de reducir la superficie de montaje necesaria para el dial electrónico a solo algunos centímetros cuadrados de espacio sobre la superficie del circuito impreso.

La figura 2.10, muestra un circuito contador típico. Su precisión viene determinada por un patrón de cristal oscilador al que se le suele denominar "reloj". Si se considera suficiente la tolerancia de 100 Hz., puede utilizarse como tal "reloj" la propia salida del oscilador marcador de 100 KHz. de que suelen ir provistos los receptores y transceptores. Convendrá elegir un cristal de cuarzo de 1 a 10 MHz de talla tipo AT, si interesan las lecturas con precisión de 1 Hz, puesto que esta clase de cristal de alta precisión presenta la mejor estabilidad térmica. La señal de salida del reloj se divide a través de circuitos integrados contadores de décadas, hasta la obtención del impulso que mantiene abierta la puerta de entrada del contador durante un tiempo predeterminado.

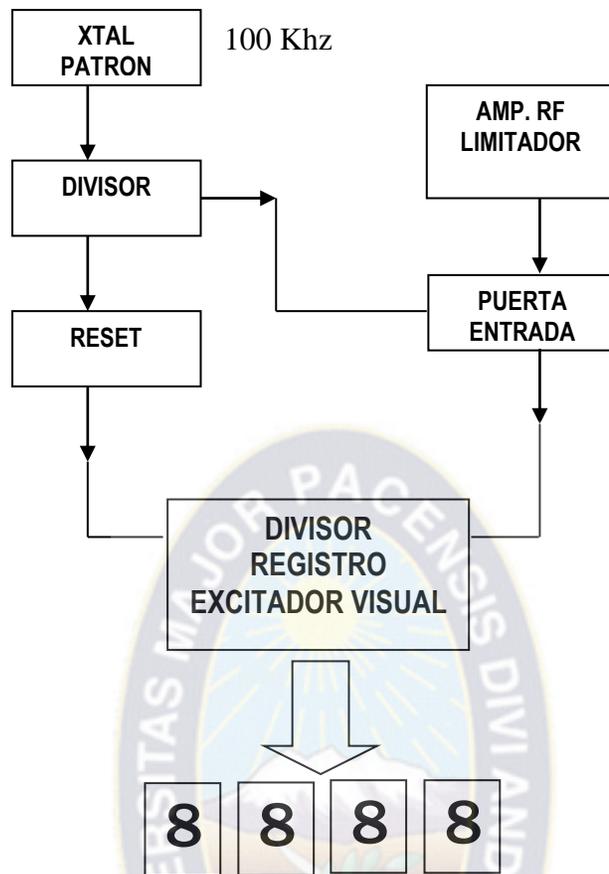


Figura 2.10 Circuito contador típico.

El circuito cuenta el número de ciclos de RF que circulan a través de la puerta mientras se halla abierta y la cifra resultante queda registrada en una memoria que se utiliza para evitar el parpadeo del visualizador. Al final de cada período de cuenta, la información registrada activa a los LED del visualizador y éste presenta el total de la cuenta, reteniéndolo hasta que se complete el ciclo siguiente. La descripción de un dial electrónico completo y dispuesto para su incorporación en un transmisor o receptor se publicó en octubre de 1970. También en QST, de mayo de 1971, Macleish y otros describieron un adaptador que permite la incorporación al equipo de radioaficionado de un frecuencímetro comercial en funciones de dial digital.

2.11.2.7. MULTIPLICACIÓN DE FRECUENCIA.

Cualquiera de los circuitos que se muestra la figura 2.11 resultará adecuado cuando se precise el uso de multiplicadores de frecuencia tras el OFV o tras cualquier otra clase de generador de frecuencia del transmisor. Por supuesto que los multiplicadores a válvulas resultarán preferibles si el circuito no contiene semiconductores. Fundamentalmente se aplican los mismos criterios a las válvulas y a los transistores cuando deben actuar como multiplicadores de frecuencia. En ambos casos el componente activo debe trabajar en clase C.

Aunque el circuito transistorizado puede hacerlo con una polarización directa aplicada a la disposición multiplicador, la etapa deberá funcionar con una señal de excitación de amplitud suficiente para sobrepasar el valor de la polarización y hacer que el circuito trabaje en clase C. La polarización directa se utiliza a veces en la etapa multiplicadora de estado sólido para disminuir la amplitud de la señal de excitación necesaria. En los circuitos multiplicadores a válvulas se suele utilizar una tensión negativa para la polarización de la rejilla (polarización inversa) y en ningún caso se hace uso de la polarización directa.

Probablemente los circuitos mostrados en la figura 2.11 sean los menos recomendables para una multiplicación de frecuencia eficaz. El rendimiento de un doblador de esta clase viene a ser, por lo general, del cincuenta por ciento; si se trata de un triplicador al treinta y tres por ciento y si cuadriplica, el rendimiento disminuye al veinticinco por ciento menos. Por otra parte, a la salida suelen aparecer armónicos distintos a los que corresponderían a la sintonía del circuito de colector a menos que se incorporen filtros de paso de banda efectivos. La derivación del colector sobre L1 de la figura anterior se sitúa en un punto de compromiso razonable entre la potencia de salida y la pureza espectral. Cuanto más próxima a V_{ec} se halla esta derivación, menor es la carga que ofrece el colector sobre L1 y tanto mayor resulta la acción de filtro del circuito sintonizado.

Pero esto se paga con la reducción de la potencia obtenida a la salida, como consecuencia de que aumenta la desadaptación entre colector y carga.

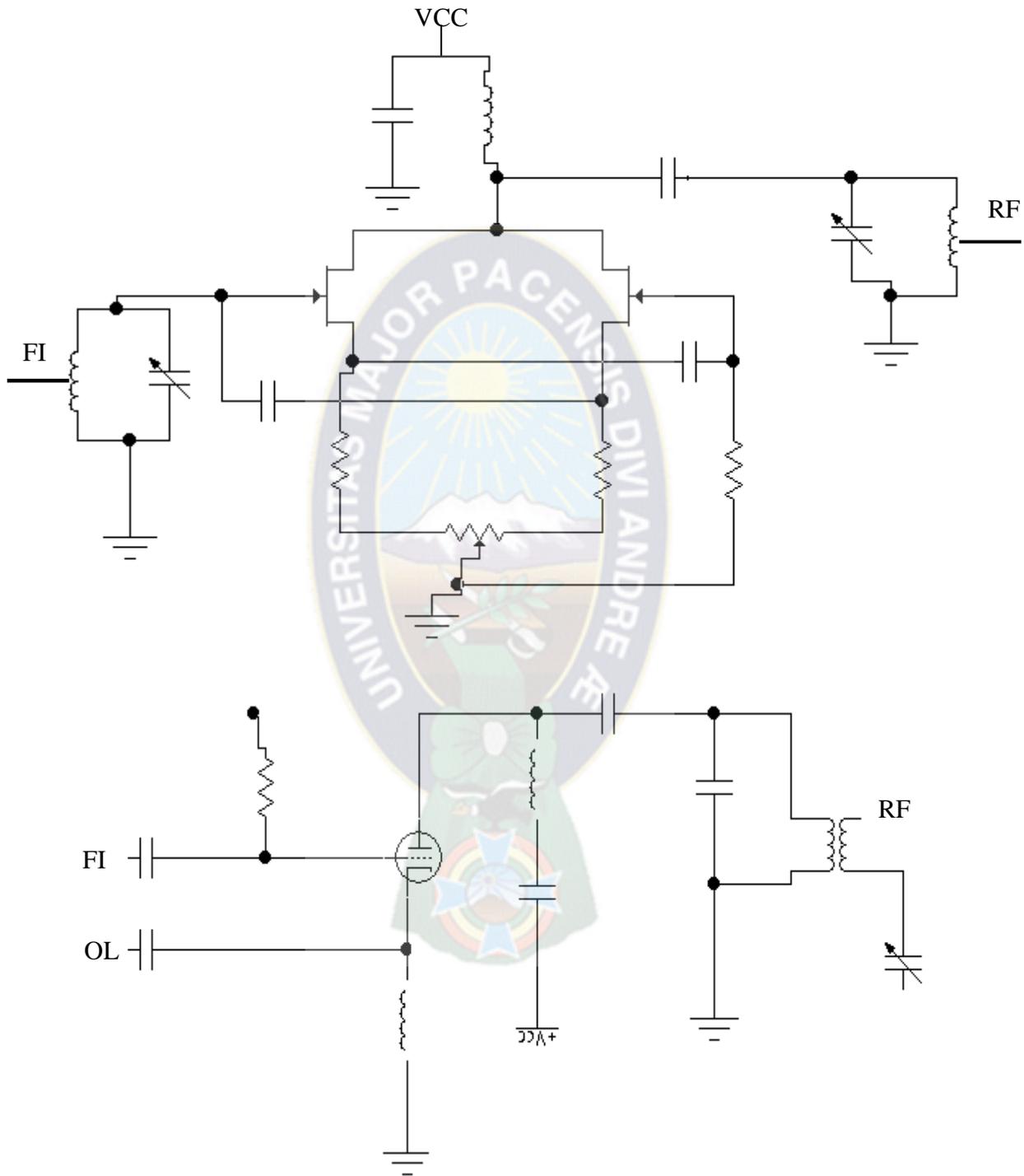


Figura 2.11 Multiplicadores de Frecuencia.

2.11.2.8. TRANSMISOR DE VHF A BASE DE OSCILADOR-MULTIPLICADOR.

Esta clase de transmisores aptos para FM o CW, se inician, por lo general, con un circuito oscilador a cristal oscilador que trabaja en HF y al que le sigue una o más etapas multiplicadoras de frecuencia y, al menos, una etapa amplificadora de potencia. Aunque resultan relativamente sencillos en su fabricación estos transmisores suelen presentar problemas, a menos que el constructor tome las debidas precauciones para evitar la radiación de las señales armónicas espurias (no deseadas) creadas en el propio oscilador y en las etapas multiplicadoras. Por debajo de los 450 MHz no resulta difícil la construcción de un mezclador en lugar de las etapas multiplicadoras y así se recomienda en la mayoría de las aplicaciones.

Con el mezclador resulta más sencillo impedir la radiación de señales espurias, aunque su empleo no contribuya precisamente a la miniaturización del equipo de FM. En cambio, cuando se trata de las bandas de UHF, el sistema oscilador-multiplicador resulta más conveniente. En el caso anterior también pueden multiplicarse los armónicos de una señal de 144 MHz para convertirla en una señal de microondas. La necesaria estabilidad de la señal de 144 MHz resulta relativamente fácil de conseguir con la tecnología actual, lo que viene a simplificar la obtención de señales inalterables en el espectro de las microondas. Se emplean diodos de reactancia variable (varactores) instalados en cavidades resonantes como dispositivos multiplicadores de frecuencia y se utiliza el cristal de cuarzo como elemento de control funcional, puesto que ni aun la mejor combinación transceptor-transversor aprovechada para la generación de señal de 144 Mhz dejaría de crear problemas para la obtención de una señal de salida cuya frecuencia se habría visto multiplicada por 40 veces.

El hecho de que las salidas espurias de las distintas etapas multiplicadoras no lleguen a causar interferencias perjudiciales, no puede servir de excusa para que no se intente evitarlas. En la mayoría de los casos, el Q resultante que se obtiene

a través de sucesivas cavidades de onda resulta suficiente. Conviene, no obstante, utilizar un filtro de paso de banda en la última etapa multiplicador.

2.11.2.9. MEZCLADORES DE TRANSMISIÓN.

Dejando aparte la diferencia de los niveles de potencia, no existe ninguna razón para que los circuitos mezcladores de los transmisores puedan considerarse distintos de sus equivalentes en los receptores.

Pero no se puede olvidar que la mayoría de los defectos del circuito mezclador del transmisor se evidenciarán cuando la señal esté en el aire y consecuentemente, fastidiarán a los demás.

El mal funcionamiento de un circuito mezclador de recepción perjudica exclusivamente a uno mismo, mientras que el mal funcionamiento de un circuito mezclador de transmisión puede convertirse en un problema que afecta a toda la banda y a cuantos estén operando en dicha banda.

En la figura 2.12, puede verse la clase más popular de mezclador de transmisión. El mezclador doblemente equilibrado, con diodo que se muestra puede montarse con componentes discretos y la relación de acoplamiento se establece mediante líneas de conductores impresos. Actualmente en VHF los circuitos mezcladores que también han alcanzado popularidad está constituido por una pareja de FET dispuestos en una configuración de equilibrio simple tal como en la figura. Con el empleo de este circuito y el cuidado suficiente en el montaje y en el ajuste, se puede obtener un adecuado rechazo del oscilador local y, aun para mayor seguridad, se puede añadir una trampa serie sintonizada a la salida, de manera que todavía proporcione una mayor atenuación de las fugas del oscilador local.

Finalmente, este circuito puede trabajar con mayor potencia y por ello este tipo de mezclador a válvula ha logrado sobrevivir en VHF. La mayor señal de salida, en comparación con la que se obtiene en los mezcladores de estado sólido, permite

la reducción del número de etapas amplificadoras subsiguientes y necesarias para alcanzar un determinado nivel de potencia. Esta es, prácticamente la única ventaja en la utilización de este tipo de mezcladores, al menos en las bandas inferiores de VHF.

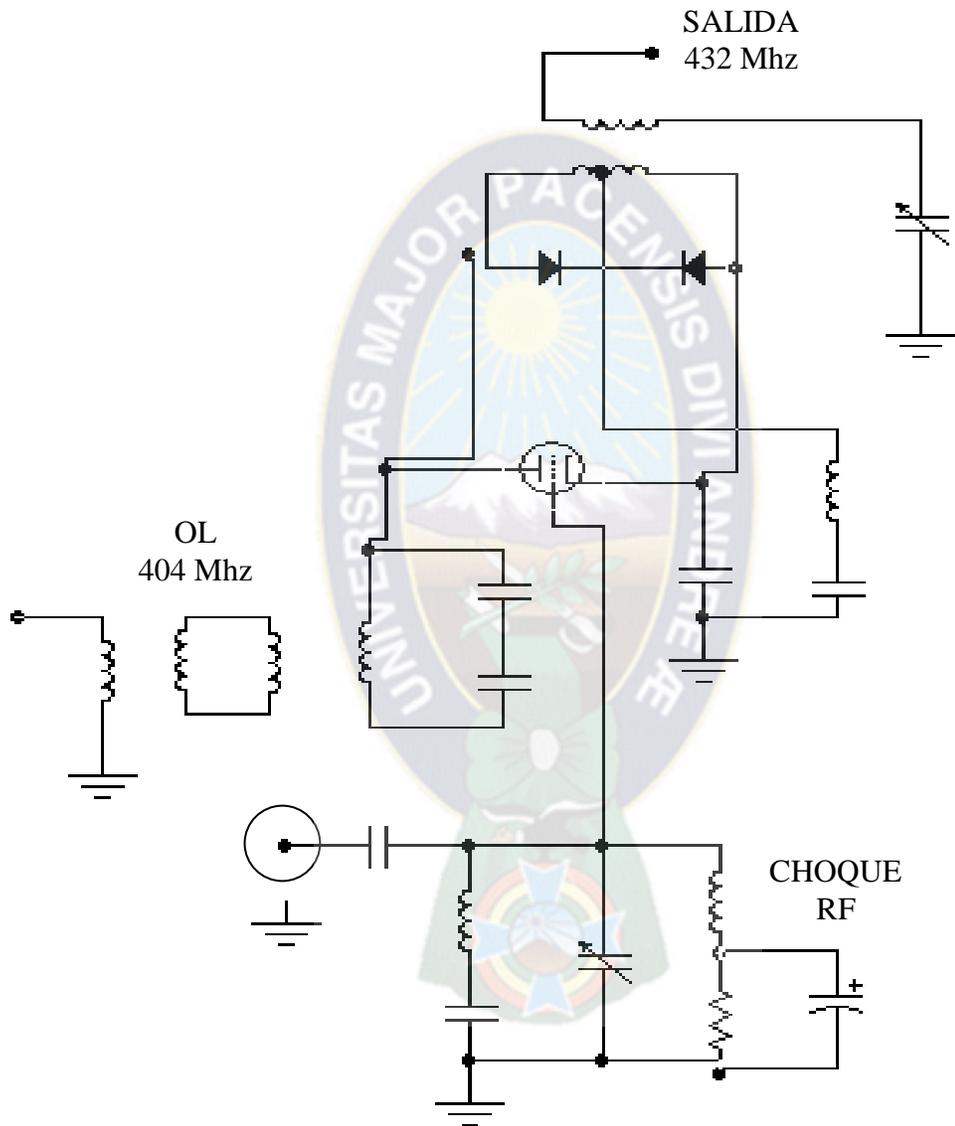


Figura 2.12 Mezclador de transmisor doblemente equilibrado.

2.11.2.10. FILTROS DE SALIDA.

La pureza de la señal de salida de los osciladores, multiplicadores y amplificadores tiene una importancia para el buen funcionamiento de numerosos circuitos. Partiendo del ineludible interés en cumplir con los reglamentos, en los que se especifica que todas las radiaciones espurias de un transmisor deben quedar 40 dB o más por debajo de la potencia media de la señal deseada en HF y 60 dB o más entre 30 Mhz y 225 Mhz, la acción de los filtros de salida resulta sumamente importante, la clase de filtro a utilizar dependerá de la aplicación utilitaria que se pretenda. Los filtros de paso de banda proporcionan protección contra las respuestas espurias por debajo de la banda de VHF ya que amortiguan toda la energía que pueda aparecer por debajo de la banda de paso deseada.

La inclusión de un filtro de armónicos a la salida de una cadena de OFV suele ser en la práctica común para garantizar la pureza de la tensión de excitación de la etapa mezcladora o amplificadora subsiguiente. La banda de paso del filtro debe resultar adecuada para todo el margen de sintonía del OFV, evitando cualquier amortiguamiento de la energía de salida útil o dentro de la banda de trabajo. Por esta razón ciertos proyectistas prefieren aquí el empleo de filtros de paso bajo en lugar de filtros de paso de banda.

La información contenida en la figura 2.13, permitirá la selección del filtro Chebyshev apropiado para cualquier necesidad particular. La información abarca tanto los filtros de paso alto como los filtros de paso bajo, con ondulaciones residuales en la banda de paso de valores iguales a 1, 0,1, 0,01 y 0,001 dB.

Los filtros se hallan normalizados a la frecuencia de 1 Mhz y al valor de 50 ohmios en las impedancias de entrada y de salida. Para proyectar filtros en otras frecuencias bastará con dividir o multiplicar, según la clase de filtro, los valores de los componentes que quedan indicados en tablas por la construcción de filtros de frecuencia expresada en Mhz.

Donde la atenuación aumenta rápidamente con respecto a la frecuencia de trabajo, en los filtros de paso bajo o por debajo de esta misma frecuencia en los filtros de paso alto. Este efecto no debe confundirse con las variaciones de la atenuación a lo largo de la banda de paso. Por ejemplo, si se desea reducir la amplitud de las señales armónicas procedentes de un OFV por encima de los 5 Mhz (la nueva frecuencia de corte) de un filtro de paso bajo, los valores de inductancia deberán dividirse por una constante definida y los valores de capacidad deberán multiplicarse por otra constante definida.

Para elegir el filtro adecuado, se debe determinar primero la atenuación de las frecuencias armónicas que se requiere (en el caso del filtro de paso bajo) o en las frecuencias subarmónicas (en la aplicación de filtros de paso alto). También debe fijarse la cantidad máxima permisible de ondulación residual en la banda de paso y, en consecuencia, la relación de ondas estacionarias de tensión (ROET) del filtro. Con toda esta información previa se puede entrar en las tablas correspondientes para elegir la construcción del tipo de filtro que resulte más adecuado. Los valores de atenuación que figuran en las tablas son teóricos y presumen el uso de componentes perfectos. Ningún acoplamiento entre secciones del filtro y ningún escape de señal alrededor del filtro.

La versión práctica del filtro debiera mantener la mayor aproximación posible a los valores teóricos, al menos hasta un nivel de atenuación de 60 o 70 dB. A partir de aquí, los valores de la respuesta teórica disminuyen en la práctica por causa de los supuestos señalados.

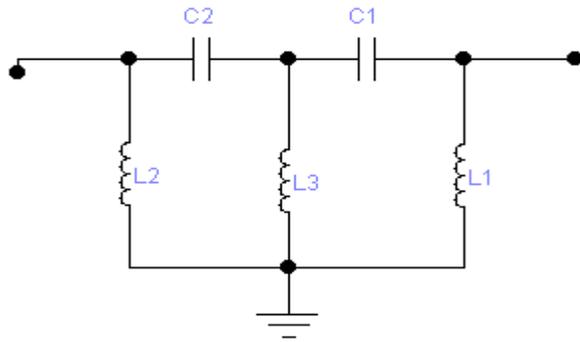
En muchos casos los valores de capacidad obtenidos por cálculo o por tablas comerciales de filtros (disponibles en el mercado), resultarán suficientemente aproximados a los valores normativos de los condensadores disponibles en el mercado. Como alternativa, pueden utilizarse combinaciones de condensador de mica plateada de capacidad fija conectada en paralelo con un trimmer de compresión y dieléctrica también de mica, para fijar exactamente el valor de

capacidad hallado en las tablas. Los inductores toroidales, con su inherente propiedad de concentración de líneas de fuerza magnética, resultan ideales para este tipo de filtros. También pueden utilizarse bobinas del tipo Polinductor, si bien ocuparán mucho más espacio y la dispersión de líneas magnéticas entre las distintas secciones del filtro requerirá mayor separación de las mismas. Los condensadores cerámicos en forma de disco y los condensadores con dieléctrico de papel no son adecuados para su uso en filtro de RF. Son mucho más recomendables los condensadores con dieléctrico de mica o de mica plateada.

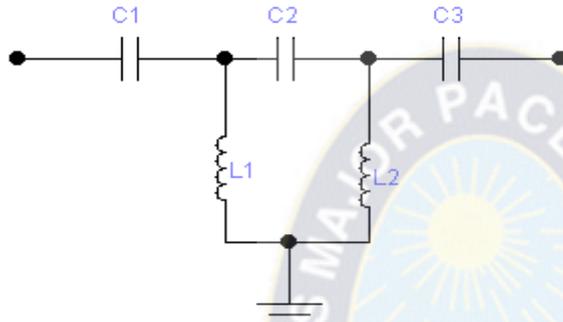
2.11.2.11. ETAPAS EXCITADORAS.

La elección entre válvula o transistor para los circuitos amplificadores de bajo nivel y para las etapas excitadoras deberá depender prioritariamente, de la naturaleza de todo el conjunto transmisor. Ciertos equipos (híbridos) contienen una mezcla de válvulas y semiconductores, mientras que otros prescinden en absoluto de las válvulas. Por regla general, la utilización de válvulas en un circuito híbrido actual queda restringida a las etapas excitadora y paso final de potencia de salida en las etapas finales hasta 150 vatios, a pesar del mito que prevalece acerca de que las válvulas son más fuertes, trabajan con mayor estabilidad y producen menos señales espurias. Cierto que los transistores son menos tolerantes en niveles de ROE superiores a 2:1, pero cualquier amplificador de estado sólido puede trabajar con toda seguridad si obedece a un proyecto bien realizado e incorpora el adecuado circuito de protección contra la ROE excesiva.

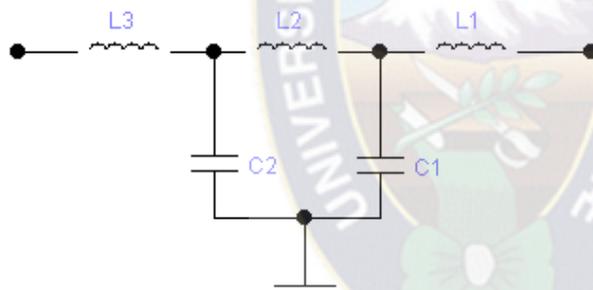
Es más, la pureza espectral puede ser tan buena a la salida de un amplificador de estado sólido como a la salida de un amplificador a válvulas. Por regla general, a toda etapa de potencia de estado sólido le sigue un filtro de armónicos, medida que puede no ser necesaria cuando se utilizan válvulas. El nivel de distorsión de Inter-modulación (IMD, productos de tercer y quinto orden) de las etapas de potencia de estado sólido que trabajan linealmente, es tan aceptable como el de la mayoría de amplificadores lineales a válvulas.



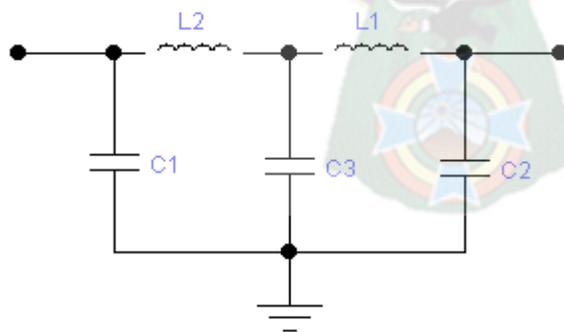
Filtro pasa alto,
Configuración pi



Filtro pasa alto,
Configuración T



Filtro pasa bajo,
Configuración T



Filtro pasa bajo,
Configuración pi

Figura 2.13 Circuitos esquemáticos de los filtros de salida

El aspecto de mayor interés cuando se diseña una etapa de excitación o un amplificador de potencia de estado sólido, se centra en evitar la auto-oscilación de baja frecuencia. Estas oscilaciones parásitas tienden a modular la portadora y

aparecen como respuestas espurias dentro de la banda de paso del amplificador. Ocurren como resultado de la excesiva ganancia de los transistores de HF y de VHF en las frecuencias inferiores del espectro. La ganancia teórica del transistor viene a ser de 6 dB por octava a medida que disminuye la frecuencia de trabajo y esto no ocurre en las válvulas. De aquí que resulte necesario el empleo de dispositivos de desacoplamiento efectivos. Por la misma razón, deben utilizarse choques de RF de poca inductancia y bajo Q, junto a redes de adaptación que no favorezcan la aparición de oscilaciones de baja frecuencia en los circuitos sintonizados de base y colector. Para la obtención de un desacoplamiento eficaz de la RF, desde la VHF a la MF, se utilizan tres condensadores cuyos valores respectivos son de 0,001, 0,01 y 0,1 pF unidos al extremo superior de RFC por la parte inferior del choque de radiofrecuencia.

La línea de alimentación de RF queda desacoplada, en cuanto a las señales de frecuencia baja y de audio con la presencia de un condensador electrolítico de 22 μ f. La aplicación de este método es recomendable en todas las etapas de estado sólido y alta ganancia que pueda contener un transmisor.

2.11.2.12. CIRCUITOS EXCITADORES.

En la figura 2.14 se muestra el esquema de un amplificador de estado sólido adecuado para excitar un paso final a transistor que trabaje en clase C. El transistor Q1 trabaja en clase C y, en consecuencia, no se comportará bien en la amplificación de señales de BLU. Pero se le puede dotar de una polarización directa (de aproximadamente 0,7 voltios) entre emisor y masa para desplazar su punto de trabajo a la zona recta de la característica para que opere en clase AB (lineal) con lo que la etapa excitadora quedará dispuesta para la amplificación de las señales de BLU. Puede intercalarse un resistor de 1,5 ohmios entre emisor y masa a objeto de evitar la posibilidad de inestabilidad por derivación térmica y al mismo tiempo, introducir cierta realimentación que refuerce la estabilidad; en este caso, no se deberá utilizar ningún condensador de desacoplo entre emisor y

masa. El transformador T1 es de banda estrecha y núcleo toroidal con una relación de espiras adecuada para la adaptación del valor de la impedancia de colector al valor de la impedancia de rejilla del paso final (determinada por el propio valor de la resistencia de rejilla del amplificador de potencia). El secundario de T1 queda sintonizado a resonancia con la frecuencia de trabajo. Se obtiene una potencia de salida de Q1 de aproximadamente 1 watio en CC con una alimentación V_K de 12 voltios, lo que significa energía suficiente para la excitación de una pareja de elementos activos polarizados adecuadamente.

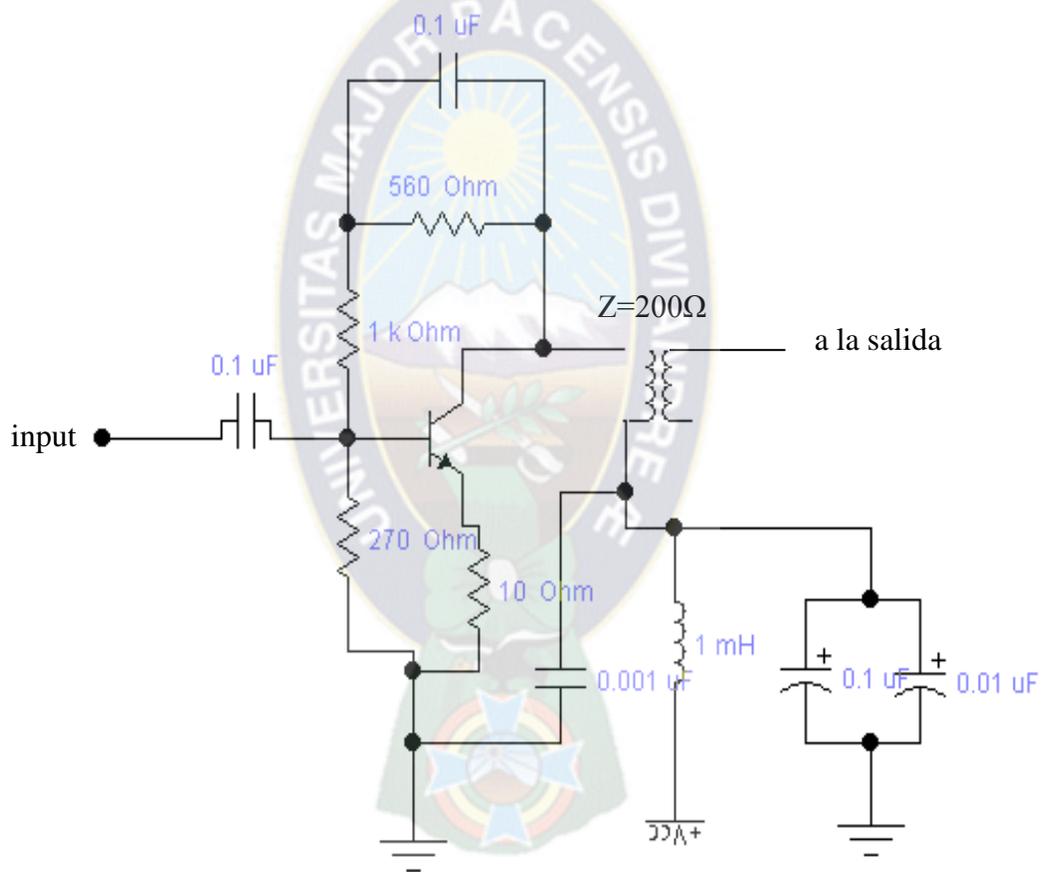


Figura 2.14 Circuito esquemático de un amplificador de estado solido

La característica de banda ancha (de 1,8 a 30 MHz en este caso) significa el sacrificio de cierta ganancia, por lo que la energía de salida de Q será aquí inferior a 1 wattio. El paso funciona en clase A, o sea, con la máxima linealidad. El emisor no se halla desacoplado al objeto de obtener cierta realimentación negativa que se

ve reforzada por la realimentación paralela entre base y colector, todo ello con la pretensión de reforzar la estabilidad y contribuir a la característica de banda ancha del circuito.

El propio esquema contiene las notaciones de los valores de tensiones eficaces y de CC, especialmente útiles para detectar irregularidades o en el seguimiento de averías. La ganancia total de la cadena es de 31 dB en 7 MHz, con muy ligeras variaciones a lo largo de toda la banda de paso.

2.11.2.13. FUDAMENTOS DEL RECEPTOR DE RADIO.

La capacidad de recepción adecuada es imprescindible para las comunicaciones en VHF y UHF

2.11.2.14. LA ENTRADA DE SEÑAL DEL OL.

La presencia de una entrada reactiva para la señal del OL provoca el aumento de la modulación armónica. Si el nivel de esta señal de excitación es adecuado, no se percibe efecto alguno en la pérdida de conversión, ni en la compresión de RF, ni en los niveles de sensibilización. El efecto perjudicial de cualquier procedencia reactiva de la señal del OL puede mitigarse mediante la inserción de un atenuador de 3 a 6 dB en el terminal de entrada del OL y con el aumento simultáneo de la propia señal del OL en igual medida. Si no fuera posible disponer de mayor energía procedente del OL, la adaptación adecuada de la salida del OL a la entrada del mezclador siempre podrá mejorar el comportamiento del circuito. El método es aceptable en las aplicaciones con, una sola frecuencia procedente del OL y cuando se dispone del instrumental de prueba adecuando para poder evaluar los resultados de la adaptación. En aras de la sencillez, como circuito de interconexión se incorporó un atenuador de 3 dB en el terminal de entrada de señal procedente del OL en las dos versiones del mezclador (FI de 14 o de 28 MHz). De esta forma el terminal de entrada de señal procedente del OL ofrece

una razonable terminación de banda ancha que resulta relativamente insensible a la frecuencia aplicada mientras ésta se mantenga por debajo de los 500MHz, aproximadamente. Esto significa que es posible trabajar en frecuencias distintas a las de radioaficionado y, efectivamente, este es el caso cuando se utilizan las frecuencias adecuadas en el OL y se emplean amplificadores de RF. Los OL remotos, cuando se hallan ajustados para una carga de 50 ohmios, se pueden conectar al mezclador sin que se produzca una ROE excesiva ni se cree ningún problema de pérdidas por energía reflejada en la línea de transmisión.

Los mezcladores de banda ancha presentan características distintas en frecuencias diferentes debido a las resonancias del circuito y a las alteraciones de las impedancias de los diodos que resultan de las variaciones del nivel de señal del OL. Las impedancias de entrada de los distintos terminales dependen de la carga, aun cuando se hallen aislados unos de otros físicamente y por lo menos en 35 dB eléctricamente. Este efecto se acentúa en las frecuencias más altas, puesto que el aislamiento tiende a disminuir a medida que aumenta la frecuencia. Por este motivo, importa mantener la energía procedente del OL a un nivel apropiado una vez que los demás terminales han quedado bien adaptados.

2.11.2.15 ENTRADA DE RF.

La fuente de RF con salida reactiva no parece ser excesivamente perjudicial para el funcionamiento del circuito mezclador. Es bueno que sea así, puesto que la impedancia de salida de la mayoría de los preamplificadores de radioaficionado raramente presenta un valor de 50 ohmios puramente resistivo. Se suele utilizar un atenuador de 3 dB en el terminal de RF de los mezcladores de 50 y 144 MHz para FI de 14 MHz, y un atenuador de 2 dB en las unidades de 220/432 Mhz para FI de 28 Mhz, aun cuando contribuyan a empeorar la cifra de ruido del mezclador. Las entradas de radiofrecuencia entre 80 y 200 MHz, aproximadamente, resultan prácticas en los modelos con salida de FI de 14 MHz, mientras que las unidades con salida de 28 MHz resultan mayormente útiles en frecuencias de 175 a 500

MHz. La aportación del mezclador a la cifra de ruido de todo el sistema puede compensarse casi en su totalidad mediante el empleo de un amplificador de RF de bajo ruido con suficiente ganancia y el adecuado rechazo de imagen.

2.11.2.16. RESPUESTA A LA IMAGEN.

Todos los circuitos mezcladores de banda ancha presentan un problema potencial de respuesta a la imagen. En la mayoría de los sistemas receptores de VHF/UHF para radioaficionados se utiliza la técnica de la conversión única. La señal de OL se sitúa por debajo del canal de RF requerido para la obtención de la FI por conversión substractiva no invertida. La conversión se está relacionada tanto con la frecuencia de FI como con la frecuencia del OL. A causa de la propia naturaleza de banda ancha del DBM, la señal de entrada de frecuencia imagen de RF (numéricamente igual a imagen. En la mayoría de los sistemas receptores de VHF/UHF para radioaficionados se utiliza la técnica de la conversión única.

La señal del OL se sitúa por debajo del canal de RF requerido para la obtención de la FI por conversión substractiva no invertida. La conversión está relacionada tanto con la frecuencia del OL. A causa de la propia naturaleza de banda ancha del DBM, la señal de entrada de frecuencia imagen de RF (numéricamente igual a $f_{RF} - f_{OL}$ en el caso comentado) aparecerá genéricamente invertida en el terminal de salida de FI, a menos que se utilice un sistema de filtro adecuado para reducirla en el propio terminal de entrada de RF del mezclador. Por ejemplo, un conversor de 144 MHz con una salida de FI de 28 MHz (OL en 166 MHz) tendrá un potencial de respuesta a la RF imagen en el margen de 84 o 88 MHz. En las normas americanas (no en las europeas) esto significaría la posibilidad de que aparecieran señales del canal 6 de TV (con audio en FM de banda ancha) en el terminal de salida de FI, por los 28 MHz, a menos que se utilizara un filtro adecuado a la entrada de RF para eliminar la señal imagen original. Aunque las técnicas del “mezclador sin imagen” de VHF/UHF con una octava de anchura de banda pueden mejora el comportamiento del circuito con respecto al ruido en unos 3 dB reducción del ruido de la señal imagen) y ofrecer un rechazo de imagen por

los 20dB y aun mucho mayor con el empleo de un sencillo dispositivo de control el sistema resulta bastante complicado. Son preferibles las técnicas de doble o múltiple conversión aunque vengan a complicar un tanto la sencillez del sistema. El ruido de imagen y el rechazo de la misma dependerán de la efectividad con que actúen los filtros incluidos en la cadena de amplificación de RF.

2.11.2.17. AMPLIFICADORES DE FI.

La cantidad de amplificación de frecuencia intermedia utilizada en un receptor dependerá del nivel de señal disponible a la entrada de la cadena de FI. Se precisa ganancia siguiente para proporcionar una salida de audio amplia, capaz de excitar unos auriculares o un altavoz. También de tomarse en consideración el margen de ganancia de FI para que entre en acción el CAG, cuantas más etapas de FI se utilizan (normalmente dos como máximo), mayor es la variación de ganancia a que da lugar la acción del CAG. Este margen es del orden de 50 dB cuando en la cadena de FI se utilizan dos CI del tipo CA302A. Con una pareja de MCI590G se obtiene una variación de ganancia de hasta 120 dB con el CAG aplicado. Prácticamente todos los receptores modernos utilizan microcircuitos como amplificadores de FI. Se hallan disponibles numerosos tipos capaces de proporcionar una amplificación lineal en RF y en FI a un precio moderado.

2.11.2.18. ELECCIÓN DE LA FRECUENCIA INTERMEDIA.

La elección del valor de la frecuencia intermedia siempre significa un compromiso entre aspectos conflictivos. Cuando menor es el valor de FI, mayor es la selectividad y la ganancia, pero más próxima queda la frecuencia imagen y más difícil resulta eliminarla. El deslizamiento de frecuencia del oscilador local se favorece con el uso de una FI de valor reducido. Por el contrario, la FI elevada facilita el rechazo de la frecuencia imagen y reduce el deslizamiento de frecuencia del OL, pero disminuye la ganancia y dificulta la atención de la selectividad adecuada por métodos sencillos.

El valor de FI igual a 455 kHz proporciona una buena selectividad y resulta aceptable desde el punto de vista del rechazo de imagen y del deslizamiento de frecuencia del OL, siempre que la frecuencia de recepción no supere los 7MHz. El rechazo de la imagen resultan ya insuficiente con señales de 14 MHz, si el mezclador se halla conectado directamente a la antena, pero todavía, puede tolerarse cuando se intercala una etapa selectiva amplificadora de RF entre antena y mezclado. Para la banda de 28 MHz y frecuencias superiores, el rechazo de imagen deja mucho que desear, a menos que se utilicen varias etapas amplificadoras de RF. Por encima de los 14 MHz, el deslizamiento de frecuencia del OL resulta insoportable si no se emplea un acoplamiento muy débil entre mezclador y oscilador. Los blindajes de los circuitos sintonizados siempre son convenientes, sino imprescindibles.

Con el empleo de una FI de valor igual a unos 1600 kHz, se puede asegurar un buen rechazo de la imagen en las bandas de 14, 21 y hasta de 28 MHz con una sola etapa amplificadora de RF bien proyectada. Para la banda de 28 MHz y para las bandas superiores, la solución más común suele ser el empleo de la doble conversión, con una primera FI elevada que proporcione un buen rechazo de la imagen (suele ser de 9 MHz) y una segunda FI de valor inferior que aporte ganancia y selectividad.

La selección del valor de FI debe evitar las frecuencias en las que puedan haber señales fuertes, como, por ejemplo, las bandas de radiodifusión, puesto que dichas señales se cuelan muy fácilmente a través del amplificador de FI, bien sea por conducción o bien por captación, el ligero desplazamiento del valor de FI o la mejora del blindaje suelen solucionar este problema de interferencia cuando ocurre el caso.

2.11.2.19. SELECTIVIDAD DE FI.

Dando por sentado que todas las etapas se hallan correctamente diseñadas, la selectividad de todo el receptor necesaria para separar señales y evitar el QRM

(interferencia), depende primordialmente de la propia selectividad de la cadena de FI. Cuando se emplea frecuencias intermedias por encima de los 500 kHz suele ser práctica común el uso de filtros de cristal de cuarzo. Estos filtros pueden ser de un solo cristal o estar compuestos de dos o más cristales, si no se utiliza el filtro de FI, o si la frecuencia del OFB se aproxima a f_0 , se obtiene la misma respuesta a cada lado del batido cero (respuesta de señal doble) como ocurre en los receptores de conversión directa, y la señal por el lado de la respuesta indeseable de la banda de paso de FI interfiere la recepción. El filtro de un solo cristal es capaz de proporcionar un rechazo de al menos 30 dB por el lado de las altas frecuencias de batido cero.

La estabilidad de frecuencia del filtro mecánico es excelente. Esto hace posible su fabricación para bandas de paso fraccionales de algunos cientos de hercios, llegándose a obtener anchos de banda de tan sólo 0.1%, lo cual no significa que el filtro con una frecuencia central de 455 kHz presenta un banda de paso tan reducida como de 455 Hz. Mediante la inserción de un alambre a través de los respectivos centros de varios discos resonantes, a guisa de acoplamiento mecánico entre ellos, la anchura de banda fraccional puede ampliarse a 10% de la frecuencia central. El límite superior viene determinado principalmente por la presencia de respuestas espurias del propio filtro en frecuencia central. El límite superior viene determinado principalmente por la presencia de respuestas espurias del propio filtro en frecuencias adyacentes a la banda de paso proyectada.

Los filtros mecánicos pueden fabricarse con frecuencia central entre 60 y 600 kHz siendo el tamaño de los discos el factor que impone las limitaciones, ya que por el extremo de las bajas frecuencias los discos resultan prohibitivamente grandes y, por el extremo de las altas frecuencias, los discos llegan a ser excesivamente diminutivos y frágiles para que resulten prácticos.

El fundamento operativo se explica a continuación cuando la señal de FI transcurre a través del transductor de entrada, se convierte en energía mecánica que circula a través de los discos resonadores que filtran la señal de FI transcurre a través del transductor de entrada, se convierte en energía mecánica que circula a través de los discos resonadores que filtran la señal rechazando las frecuencias indeseable. Cuando la vibración llega al transductor de salida, su energía mecánica recobra la forma original de señal de energía eléctrica. Los transductores realizan una segunda función reflejando las impedancias de la fuente y de la carga sobre la parte mecánica del circuito, forma que proporcionan las terminaciones adecuadas al propio filtro.

Los filtros mecánicos requieren condensadores resonantes exteriores que se conectan en paralelo con los transductores. Si no se procura la resonancia del filtro, se produce un aumento de la pérdida de inserción y la degradación de la banda de paso. Con respecto a esta última, aparecen varias depresiones en la cresta de la curva de respuesta (ondulación residual) que pueden dar lugar a efectos muy perjudiciales. El valor exacto de la capacidad paralelo depende del modelo del filtro utilizado y en las hojas de características de fabricante se especifican estos valores de capacidad para cada tipo de filtro.

En la mayoría de los receptores modernos se puede seleccionar el filtro de FI con la banda de paso más adecuada para BLU o para CW. Los receptores comerciales emplean un filtro con banda paso de 250 a 600 Hz. para CW y de 1,8 a 2,7 kHz para BLU. Para la recepción de RTTY se utiliza uno cualquiera de estos dos filtros. Si el filtro debe responder a sus características de fabricante, es preciso que sus extremos de entrada y de salida queden perfectamente aislados uno de otro; cualquier presencia de fugas “puenteando” el filtro echaría por tierra todas sus virtudes, problema que se agrava a medida que aumenta la frecuencia. Por este motivo no es recomendable la utilización de conmutadores mecánicos por encima de los 455 kHz, para la selección del filtro adecuado, debido a la probabilidad de que existan fugas entre las secciones del conmutador. Para

muchos proyectistas es preferible la conmutación a diodo y aun con precauciones, como la polarización inversa en los diodos de los filtros que se hallen fuera de servicio para evitar posibles fugas.

Si interesa reducir el ruido del paso de banda apartado por la cadena amplificadora de FI, será conveniente utilizar un segundo filtro que tenga exactamente la misma frecuencia central que el primero. Este segundo filtro se incluye al final de la cadena de FI, inmediatamente antes del detector de producto.

2.11.2.20. CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA (CAG).

La regulación automática de la ganancia del receptor en una proporción inversa a la fuerza de la señal es una conveniencia funcional que tiende a mantener constante el nivel sonoro de la salida del receptor con independencia de la fuerza de la señal captada. La tensión media de la corriente preparada y desarrollada por la propia señal entre los extremos de la resistencia de carga de un circuito detecto, se emplea para alterar la polarización de las etapas amplificadoras de RF y de FL.

Puesto que ésta tensión es proporcional a la amplitud media de la señal, la ganancia se reduce cuando la fuerza de la señal aumenta. El control resulta más eficaz y la salida del receptor es más uniforme cuanto mayor sea el número de etapas a las que se aplique la tensión del CAG. Como mínimo, el CAG debe actuar en dos etapas.

Se han ideado numerosos circuitos para el desarrollo de la tensión de CAG en los receptores, desde los más sencillos a los más extravagantes. Algunos de ellos no se comportan bien porque el tiempo de reacción del circuito no es adecuado para la señal de CW, dando como resultado un enmascaramiento de la propia señal. El primer método eficaz para a la solución de este problema fue ideado por Goodman, WIDX, en su artículo "*Better AVC for SSB and Code Reception*" (Mejora del CAV para la recepción de BLU y Morse) publicado en QST de enero

de 1957, Allí nació el término “CAV fluctuante” (*hang AVC*), técnica que luego fue adoptada por la mayoría de radioaficionados que se han montado su propio receptor. El objetivo es conseguir que el CAG reaccione tan rápidamente como sea posible, para evitar de los defectos anteriormente mencionados.

Los filtros de FI deben quedar dentro del bucle del CAG para el mejor funcionamiento del receptor. En este caso es muy recomendable que la tensión de CAG se obtenga por derivación de la RF y la mayoría de receptores comerciales emplean este sistema. A pesar de todo, se puede obtener un buen resultado con tensión de CAG derivada de audio, aun con la mayor tendencia a una respuesta de transitorios. Si se utilizan filtros de audio RC activos para la obtención de la selectividad del receptor, estos filtros deberían quedar igualmente integrados en el bucle del CAG de audio, siempre que ello sea posible.

El CAG es, en principio, una comodidad operativa, evita que las señales fuertes hieran los oídos del operador cuando se halla sintonizando la banda sin que tenga que preocuparse de manejar constantemente el control de volumen o de ganancia de audio.

2.11.2.21. OSCILADORES DE FRECUENCIA DE BATIDO (OFB)

Los circuitos osciladores controlados a cristal también pueden ser utilizados como OFB. El oscilador de batido genera una señal que se suministra al detector de producto para posibilitar la recepción de las señales de CW y de BLU.

La frecuencia de la señal de OFB debe mantener la adecuada separación respecto a la frecuencia central del filtro de FI. Por ejemplo, el OFB utilizado durante la recepción de CW suele generar una señal cuya frecuencia se halla aproximadamente 800 Hz por encima o por debajo de la frecuencia central de FI. Para la recepción de señales de BLU se aumenta ligeramente la diferencia de frecuencias, aproximadamente 1,5 kHz por encima y por debajo de la frecuencia central de la FI, según se pretenda la recepción de la banda lateral superior o de la

banda lateral inferior. Normalmente, la señal del OFB se sitúa sobre la pendiente de la curva de respuesta de FI, a unos 20 dB por debajo de la cresta, cuando se trata de la recepción o de la transmisión de BLU.

No es necesario que el OFB esté controlado a cristal. Puede utilizarse un circuito OFB y puede llevar sintonía por diodo varicap. La eliminación de los cristales de cuarzo representa un ahorro para el montador, pero sin ellos la estabilidad de frecuencia no resulta tan buena.

Cuando el OFB trabaja en una frecuencia superior a los 3 MHz, conviene utilizar una etapa separadora tras el oscilador a objeto de eliminar o reducir alquiler efecto de deslizamiento de frecuencia. Es más, se necesitará una considerable señal de salida del OFB, aproximadamente de +7 dBm, si se emplea un detector de producto pasivo en el receptor y, en estos casos, el amplificador separador facilitará la obtención del nivel adecuado de señal de salida del oscilador de batido.

2.11.2.22. MEDIDORES S (S-METER).

Los medidores de la fuerza de la señal resultan útiles cuando se pretende posibilitar las lecturas comparativas de la fuerza de las señales, como puede ocurrir en el caso de que cualquier corresponsal requiera comparar la efectividad de dos antenas de emisión que esté ensayando. Puesto que los medidores de S son instrumentos de lectura relativa, el informe de señal obtenido de la mayor o menor deflexión de la aguja no tiene valor alguno. Basta significar el hecho de que no hay dos receptores que ofrezcan idéntica lectura para la misma señal captada, a no ser por pura casualidad. Esto se debe a que la distribución de la ganancia en el interior del receptor varía de una a otra banda y, como sea que la mayoría de medidores S se activan precisamente por la línea del CAG del receptor, la señal que puede representar un 59 en una banda puede convertirse en una lectura 56, o de 10 dB respecto a 59, en cualquier otra banda. El receptor que fuera capaz de

proporcionar lecturas precisas en cada uno de las bandas resultaría una maravilla técnica y, sin duda, de una complejidad extremada.

2.11.2.23. REDUCCIÓN DEL RUIDO.

La única manera conocida y eficaz de abordar el problema de la reducción del ruido de las válvulas, los transistores y los circuitos consiste en la elección de componentes activos de calidad y bajo ruido para la sección de entrada del receptor y en la consecución de la mayor selectividad global que sea posible.

Al ruido propio de los componentes activos y de los circuitos se añade el ruido doméstico o causado por el equipo eléctrico industrial y por el equipo eléctrico industrial y por los sistemas de ignición de los automóviles, responsables de la mayoría de interferencias ruidosas que se sufren en la recepción de la señales de alta frecuencia. Los efectos de estas interferencias son de dos clases. La primera es una “fritura” resultante de la superposición errática de impulsos y cuya naturaleza se parece mucho al ruido de fondo del receptor, se le puede eliminar aumentando la selectividad principalmente en la recepción de Morse. La segunda clase es el “ruido de ametralladora” formado por la sucesión de impulsos separados de gran amplitud. El ruido de fritura suele originarse por las chispas de ruptura que se producen en los motores de CC y de CAS con devanados serie, mientras que el ruido de ametralladora se origina por la producción de chispas intermitentes (fuga de CA, transitorios en interruptores y conmutadores, chispas de bujía, etc.).

2.11.2.24. RUIDO DE IMPULSOS.

El ruido de impulsos, debido a la corta duración de cada impulso en comparación con el tiempo de separación entre ellos, debe tener una amplitud muy considerable para que contenga una energía media significativa. De aquí esta clase de ruido cuando se tiene intensidad suficiente para ocasionar una fuerte

interferencia, presenta unos impulsos instantáneos de amplitud muy superior a la señal que se trata de recibir. El método habitual empleado en los dispositivos destinados a reducir la interferencia consiste en recortar las crestas de los impulsos (limitador de ruido) por encima del nivel de la amplitud de la señal que sigue transcurriendo a través del receptor hacia la salida de audio. Cuanto mayor es la amplitud de impulso interferente con respecto a la duración del mismo, tanto más efectiva resulta la limitación del ruido.

Otro enfoque técnico consiste en “silenciar” (impedir el funcionamiento) del receptor durante los cortos intervalos que dura cada impulso individual. El oído no llega a percibir el “hueco” dada su duración instantánea y con ello se obtiene una desaparición del ruido de impulsos muy eficaz. Al circuito que tiene esta misión se la denomina más propiamente “silenciador de ruido” (*noise blander*) en vez de “limitador de ruido” (*noise limiter*).

Al transcurrir a través de los circuitos selectivos del receptor, los impulsos interferentes aumentan el tiempo de su duración por causa de la banda de paso de dichos circuitos (aumento de los tiempos de elevación y caída). Consecuentemente, cuanto mayor es la selectividad que antecede al dispositivo reductor de ruidos más difícil se hace su eliminación.

2.11.2.25. LIMITADOR DE AUDIO.

Puede obtenerse una notable limitación del ruido en la recepción de CW y de RTTY mediante la aplicación de dispositivos limitadores de amplitud a la salida de la etapa de audio del receptor. Estos limitadores también sirven para mantener la salida de señal prácticamente constante durante la presencia de desvanecimiento (*fading*) reforzando la acción del CAG. Su circuito es muy sencillo, pudiéndose adaptar fácilmente a la mayoría de receptores sin que sea necesaria ninguna modificación del receptor en si. Su mayor inconveniente es que no pueden impedir que los picos del ruido lleguen a ocasionar la saturación de las etapas previas.

2.11.2.26. CIRCUITO LIMITADOR DE RUIDOS.

El ruido, siempre que esté provocado por impulsos discretos, puede verse eliminado hasta el extremo de no perturbar la recepción de las señales más débiles. Los impulsos del ruido pueden recortarse o limitarse en amplitud en cualquier punto, lo mismo de RF que de BF, a lo largo del circuito receptor y los fabricantes de receptores se sirven de los dos sistemas indistintamente, puesto que ambos son efectivos.

El circuito limita asimismo la cantidad de audio que llega a los auriculares y, al recorrer la sintonía del receptor, las señales fuertes podrán oírse sin molestia y con la misma intensidad que las señales débiles. Si bien suelen utilizarse los diodos tipos IN34A o 1N914 para estos casos. El circuito sólo resulta efectivo con auriculares de alta impedancia.

2.11.2.27. SILENCIADOR DE RUIDO EN FI.

El circuito silenciador de ruido en FI esta proyectado para intercalarse por delante de la sección de alta selectividad del receptor. Los impulsos de ruido se amplifican y rectifican convirtiéndose en impulsos de corriente continua de tendencia negativa que sirven para el bloqueo instantáneo de una etapa amplificadora mientras dura el impulso. El circuito lleva un control de “umbral” con cuyo mando el propio operador elige el nivel de señal a partir del cual tendrá lugar a la rectificación de los impulsos de ruido cuyas amplitudes sobrepasen los picos de señal. El transistor fijador, cortocircuita el impulso de tendencia positiva o “sobreimpulso”. El funcionamiento del transistor fijador como amplificador de FI controlado con tensión cero en el graduador de segundo orden permite la aplicación directa de la tensión del CAG.

2.11.2.28. FUNDAMENTOS DE TRANSCPTORES DE RADIO.

Los transceptores han venido a sustituir las combinaciones de transmisor y receptor separados en casi todas las estaciones de radioaficionado. Las razones para que haya ocurrido así hay que explicarlas en cuanto a su menor costo de fabricación, la reducción de tamaño y por lo tanto del espacio ocupado, la facilidad de desplazamiento y la comodidad operativa que representa el transceptor.

Todo transceptor, no importa lo sencillo o lo complicado que sea, contiene una parte de su circuito que es común a las funciones de recepción y de transmisión de señales. Las etapas de doble uso suelen ser los osciladores, mezcladores, amplificadores, los filtros y los circuitos sintonizados. Esto se consigue, por lo general, mediante la conmutación de la entrada y de la salida de la parte ambivalente desde el circuito receptor al circuito transmisor y viceversa, lo que representa, naturalmente, un significativo ahorro en el precio y en el volumen del equipo.

El fabricante generalmente debe determinar que etapas del transmisor y del receptor son suficientemente análogas para poderlas sustituir por una sola unidad de doble uso. Para poder llevar a cabo esta sustitución, debe darse las tres condiciones que se exponen a continuación.

Primero: Las etapas deben trabajar en el mismo margen de frecuencias y, según sea su misión, este margen podrá ser amplio o reducido.

Segundo: Los niveles de las energías de entrada o de salida deben ser parecidos. Por lo general, el bajo nivel de la señal de FI de la cadena transmisora de BLU hace posible que una o más etapas amplificadoras resulten igualmente apropiadas para la cadena de FI del receptor. Existen otras etapas muy diferenciadas entre si, como el amplificador de radiofrecuencia del receptor y el amplificador final de potencia del transmisor, que no pueden sustituirse por un solo circuito. Puesto que

la linealidad, el rendimiento y la disipación térmica merecen las mayores consideraciones en el proyecto de un amplificador de potencia para BLU, los transistores que se empleen en estas etapas deben tener la geometría interna adecuada para alcanzar el mayor rendimiento energético posible. Sin embargo, los amplificadores de RF de recepción trabajan con niveles de señal muy reducidos y su capacidad de potencia no tiene prácticamente importancia alguna; interesa mucho más una etapa con la menor distorsión posible y con una buena cifra de ruido.

Tercero: Las respectivas impedancias deben quedar bien adaptadas. En este sentido se suelen proyectar las etapas para que ofrezcan unas impedancias terminales, de entrada y de salida, de valor igual a **50 ohmios**. Pero aun cuando la dualidad de funciones pueda ser técnicamente posible, no siempre resulta conveniente ya que también debe considerarse el costo y la complejidad de los circuitos de conmutación junto con la probable dificultad del ajuste óptimo de la etapa transceptora en ambas funciones, contratiempo que suele surgir posteriormente. El buen fabricante debe sopesar estos inconvenientes para equiparlos con la reducción de tamaño, de peso y del número de componentes.

2.11.2.29. DESARROLLO HISTÓRICO DE LOS TRANSCÉPTORES.

En los primeros días de existencia de la radio, existían grandes diferencias constructivas entre los transmisores y los receptores. El transmisor de onda amortiguada o “chispero” nada tenía en común con el receptor de galena o con el detector electrolítico del receptor que le acompañaba.

La invención de la válvula y el desarrollo de la emisión en onda continua (BANDA CIUDADANA) trajeron como consecuencia el empleo de la amplificación en los transmisores y receptores. Pero las diferencias en los niveles de potencia y en la distribución de frecuencias funcionales seguían impidiendo el uso de circuitos comunes. La figura 2.15, muestra el diagrama de bloques de un transmisor de AM de aquellos tiempos en el que cada bloque representaba una etapa distinta con

una o más válvulas. El oscilador controlado a cristal generaba una señal de radiofrecuencia que debía ser estable y de bajo nivel y el circuito oscilador quedaba aislado de las etapas posteriores por medio del amplificador–separador que le seguía. La frecuencia de emisión utilizando una etapa no lineal como multiplicadora de frecuencia. Por último, la señal de salida del multiplicador se filtraba y se aumentaba su energía a través del amplificador final o de potencia.

La señal de audio procedente del micrófono debía transcurrir a lo largo de un amplificador de BF llamado “modulador” para, finalmente, llevarse al amplificador de potencia de RF en donde su forma de onda quedaba impresa en la onda “portadora” de RF. Los circuitos de audio utilizaban amplificación lineal (en clases A, AB o B) para evitar la distorsión, mientras que los amplificadores de RF y las etapas multiplicadoras trabajaban en clase C.

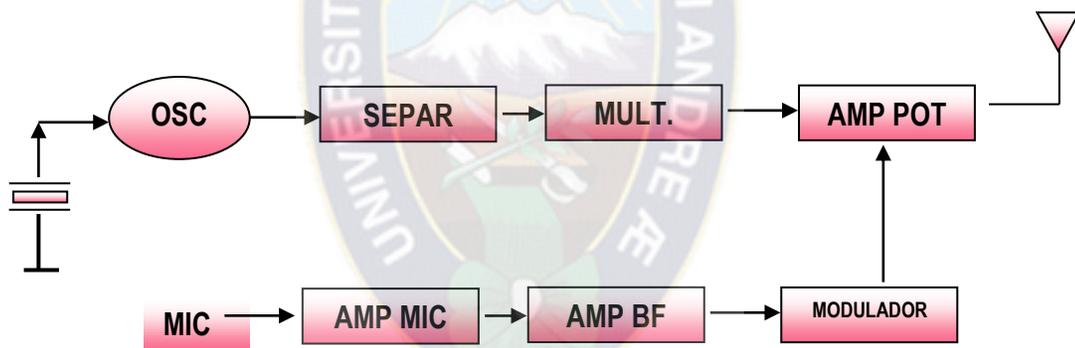


Figura 2.15 Diagrama en bloques de un transmisor de AM.

En contraposición, la figura 2.16, contiene el esquema de bloques del receptor de AM de aquellos tiempos, en el que saltan a la vista muchas e importantes diferencias con respecto al transmisor. En lugar de la multiplicación de frecuencia, el receptor utilizaba la heterodinación para obtener la adecuada conversión. Tanto las frecuencias como los niveles de potencia aparecen notablemente diferenciados con respecto al transmisor. Las únicas etapas que guardaban cierta analogía eran las de audio y aun según fuera la potencia del transmisor. Solo el amplificador de

micrófono y, en algún caso excepcional, todo el modulador, se hubieran podido utilizar también como amplificadores de baja frecuencia (BF) del receptor.

El desarrollo de los circuitos para las comunicaciones en banda lateral única de portadora suprimida condujo a una mayor similitud entre los transmisores y los receptores. Obsérvese que el receptor de AM de la figura 2.16, solo precisa de un OFB para detectar las señales de BLU. El esquema de bloques de un transmisor heterodino de BLU y de un receptor se centra principalmente en la dirección de la señal. Ambos circuitos se sirven de osciladores locales, dispositivos mezcladores y niveles de potencia muy parecidos, sino iguales, para el tratamiento de las respectivas señales de BLU, poniendo en evidencia la posibilidad de compartir las mismas etapas.

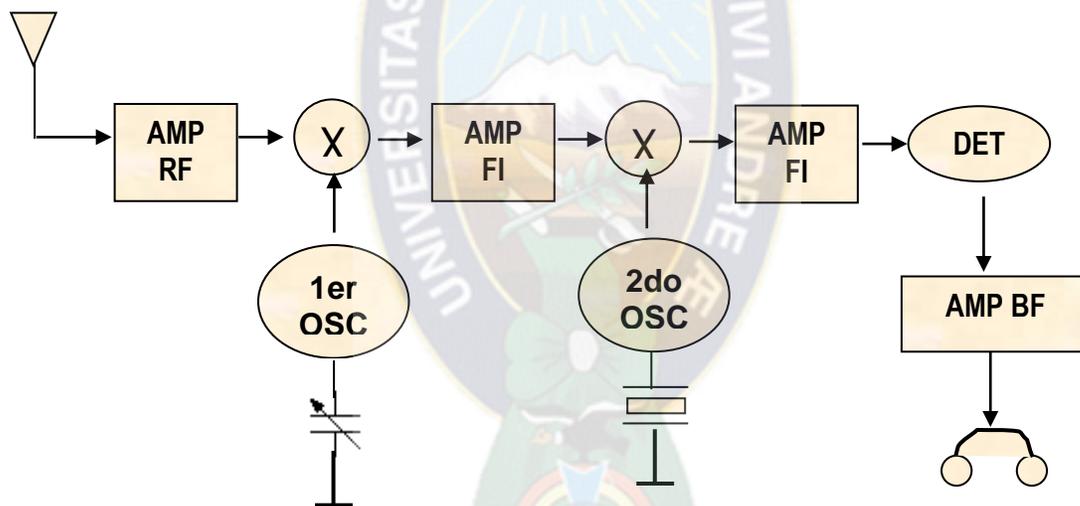


Figura 2.16 Diagrama en bloques de un receptor de AM.

2.11.2.30. ANÁLISIS DE LOS DIAGRAMAS DE BLOQUES.

El análisis de diagrama de bloques de un transceptor revela hasta qué punto se ha desarrollado el concepto de las etapas bivalentes con las que es posible reducir la circuitería y, en consecuencia, procurar un considerable ahorro de tamaño, coste y consumo de energía. La figura 2.17, es un ejemplo muy claro de hasta donde se

han sabido aprovechar las igualdades del nivel de señal y las frecuencias compatibles para eliminar etapas en el transceptor típico. Siguiendo el circuito de izquierda a derecha, el oscilador/OFB controlado a cristal constituye la primera etapa bivalente al suministrar señal de RF al modulador equilibrado para la producción de doble banda lateral con portadora suprimida, en la función transmisora, y al detector de producto para la conversión de la segunda FI en señal de audio, en la función receptora. Un solo oscilador suministra ambas señales, con lo que se reducen o eliminan los problemas de conmutación, de adaptación de impedancias y de deslizamiento de frecuencia.

Tanto el detector de producto como el modulador equilibrado son circuitos mezcladores. En este modelo de transceptor, la parte transmisora requiere un mezclador equilibrado para anular la portadora inútil, mientras que el receptor precisa un sencillo detector de producto activo. Pero no hay razón que impida la utilización de un detector de producto de equilibrio simple o doble y este último circuito puede muy bien utilizarse con un doble función, como detector de producto y como modulador equilibrado.

El filtro a cristal, un componente caro, también es bivalente. En transmisión, solo permite el paso de una de las dos bandas laterales a más de contribuir a la supresión de cualquier residuo de portadora. En recepción, su banda de paso de 2,1 kHz, con una curva de respuesta de pronunciadas pendientes laterales, proporciona una selectividad muy aguda. La salida del filtro se lleva a un amplificador de FI con ganancia controlada. Esta regulación ejerce por el control automático de nivel (ALC) o bien por medio de la tensión de control automático de ganancia (CAG), según sea la modalidad funcional. En transmisión, la tensión de ASC, desarrollada por la propia señal en el amplificador final, garantiza la máxima potencia de salida del transmisor sin sobrepasar el límite de la sobrecarga. En recepción, la tensión del CAG, de forma muy parecida, reduce la ganancia de FI y mantiene constante el nivel del volumen acústico.

Tanto el transmisor como el receptor se sintonizan simultáneamente por medio de un OFV común de 5,1 MHz. En transmisión, la señal de este OFV se heterodina con la señal de banda lateral única de 3 MHz para producir una FI de 8 MHz. Un filtro de paso de banda atenúa cualquier energía de RF que se halle fuera de la banda de paso de 500 kHz de esta FI. En recepción la señal que llega al segundo mezclador, procedente del mismo filtro de paso de banda, se heterodina con la señal de OFV convirtiéndose de una FI de 8 MHz en una FI de 3 MHz de frecuencia, esta última que se “purifica” a través de la reducida banda de paso de 2.1 kHz del filtro a cristal.

Se utiliza un oscilador heterodino controlado a cristal para realizar una mezcla igual en el OFV. Pero en lugar de generar una frecuencia variable, este último oscilador establece una frecuencia fija para cada banda de trabajo, al objeto de convertir la banda seleccionada en una FI de 8 MHz. Este sistema permite que todos los bloques a la izquierda del oscilador heterodino trabajen en la misma frecuencia, con independencia de la banda en uso. La etapa de FI del receptor permite el paso de señales que permite el paso de señales entre 8,4 y 8,9 MHz.

Según la sintonía del OFV, solo una determinada señal dentro de estos 500 kHz de banda paso de la FI puede llegar a convertirse en señal de 3 MHz para circular a través del estrecho filtro a cristal y ser detectada y convertida en señal de audio. El mismo proceso se sigue en el transmisor para convertir la señal de audio en una señal de banda lateral única de 8 MHz.

Cuando queda a la derecha del oscilador heterodino trabaja en RF y todos los bloques comprendidos deben servirse de conmutación de bandas para la apropiada resonancia de las combinaciones LC en cada una de las bandas de trabajo. Los circuitos sintonizados de rejilla y de placa proporcionan la adecuada selectividad de radio-frecuencia, tanto en transmisión, como en recepción.

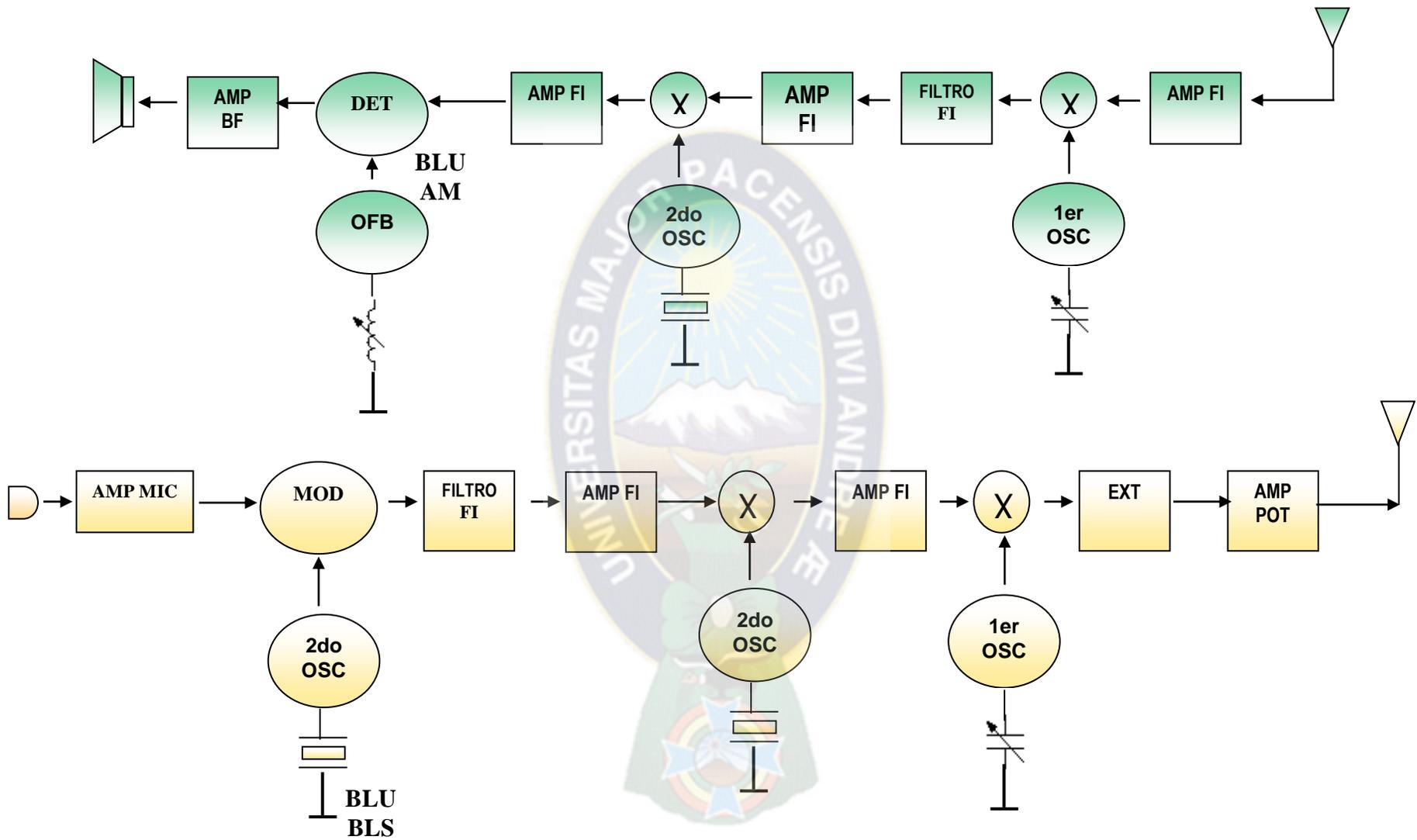


Figura 2.17 Diagrama en bloques de un transceptor.

2.11.2.31. CONSIDERACIONES DEL DISEÑO DE TRANSCÉPTORES.

La dualidad funcional de las etapas de transmisión y recepción facilita el diseño progresivo del transceptor, pero a veces las conmutaciones necesarias resultan excesivas. En un transceptor típico, la conmutación de tensión en transmisión, a recepción se utiliza para anular el amplificador de audio de recepción y el segundo mezclador en transmisión se conecta a masa para permitir la recepción, al mismo tiempo se aplica la polarización de corte a los mezcladores del transmisor y a la etapa excitadora. La circuitería de conmutación se utiliza igualmente para la protección de las sensibles etapas de señal débil del receptor. Se precisa aplicar una polarización negativa especialmente para elevar a las rejillas del amplificador de RF del receptor para asegurar la total insensibilización de la etapa, ya que, de no ser así, los picos de la envolvente de RF de excitación transmisión podrían abrir la conducción de esta válvula ocasionando la presencia de impulsos parásitos en la forma de onda transmitida.

A veces, es necesario modificar las constantes de un circuito compartido para lograr el adecuado funcionamiento del transceptor. Por ejemplo, en el equipo de la figura 2.18, es preciso añadir capacidad al circuito preselector de excitación cuando se pasa a recepción para compensar la capacidad parásita de la válvula puesto que, de no hacerlo así la posición del mando del preselector que determina un pico de señal en recepción no coincidiría con la posición del mismo mando que es producto igual efecto en transmisión.

La mayoría de transceptores se sirven de una combinación relés y de diodos para efectuar las conmutaciones necesarias. Para estos cometidos resultan muy adecuados los diodos PIN, que pueden polarizarse de manera que se conviertan en interruptores normalmente abiertos o normalmente cerrados para la señal de RF. Con su ubicación en los lugares adecuados del circuito, se evitan las conexiones largas y potencialmente perturbadoras al ser recorridos por la RF.

Un buen número de circuitos del transceptor requiere alguna forma de conmutación secuencial que asegure al previo en enmudecimiento del receptor antes de que la función transmisora entre en acción. Esto significa la apertura y cierre de varios circuitos de transmisión y de recepción obedeciendo una secuencia predeterminada. La firma **YAESU** utiliza temporizadores de conmutación retardada en su transceptor modelo FT-2500 mostrando parte del esquema de este aparato más adelante. Durante el funcionamiento en CW, el contacto del manipulador se detecta en la línea "KEY" (o de manipulación) y se aplica a dos puertas inversoras la constante de tiempo RC asociada a la puerta retrasa la señal de manipulador demorando su circulación a través del separador y la activación de un transistor oscilador, el conmutador de la polarización de transmisión, suministra la tercera entrada al conmutador de polarización de transmisión y proporciona una tensión adecuada a la red RC de la entrada de un transistor oscilador. La constante de tiempo RC retarda la activación del conmutador de referencia tensión-cero (RX0) del receptor. La línea "TX SIG" suministra señal de entrada a otras puertas secuencialmente retardadas que controlan el conmutador de referencia tensión-cero de transmisión, los conmutadores de la tensión de alimentación de 13,5 V tanto para recepción como para transmisión y los conmutadores de tensión de polarización del receptor, incluso el relé de antena, activado por un circuito de adaptación en base a transistores queda igualmente controlado por la línea "TX SIG".

2.11.2.32. CARACTERISTICAS FUNCIONALES DE LOS TRANSCEPTORES.

El transceptor básico funciona muy bien cuando trabaja normalmente en banda lateral y en Morse, pero adolece de ciertas limitaciones cuando se trata de operar con mayor especialización, como, por ejemplo, la caza del DX o la participación en concursos. Por fortuna, la mayoría de los transceptores modernos incorporan dispositivos que amplían su flexibilidad.

2.11.2.33. RIT Y XIT (SINTONÍA INCREMENTAL).

La sintonía incremental de recepción (RIT) es una facilidad que actualmente se halla incorporada en todos los transceptores y que permite la sintonía fina de la frecuencia de recepción sin alterar la frecuencia de transmisión. Una de las funciones más importantes de este dispositivo es que facilita la corrección necesaria que debe llevar a cabo el operador que prefiere y sintoniza una nota de batido distinta a la que proporciona la separación nominal de frecuencia fija que incorpora el propio transceptor para la recepción de CW, o quien prefiere un tono de voz de la señal de BLU algo distinto del previsto por el fabricante del aparato.

Con el uso del mando del RIT en lugar del mando del dial de sintonía (OFV), se puede variar el tono de la voz recibida sin que se altere la frecuencia de transmisión. De no ser por el RIT, se podría dar el caso de que en el transcurso de un QSO uno de los operadores ajustara el OFV desintonizando la recepción, lo cual significaría el desplazamiento en la misma medida de su frecuencia de emisión. El corresponsal probablemente compensaría este deslizamiento de frecuencia, ambas estaciones se habrían desplazado en la banda persiguiéndose una a otra en un recorrido más que suficiente para causar interferencia a otras comunicaciones en curso.

Ciertos dispositivos RIT permiten que la frecuencia de recepción pueda desplazarse hasta 10kHz, con lo que incluso pueden utilizarse a guisa de segundo OFV para trabajar en dúplex.

El dispositivo XIT o de sintonía incremental en transmisión actúa de igual manera con respecto a la frecuencia de transmisión que, con su manejo, puede desplazarse algunos kilohercios sin que varíe la frecuencia de recepción. Muchos transceptores utilizan un mismo mando para el control del RIT y del XIT, con lo que, en caso de interesar, se facilita la escucha exactamente en la misma frecuencia que tiene lugar la transmisión.

El XIT funciona de la misma manera que el RIT pero con la diferencia de que el potenciómetro que suministra la polarización de CC del varactor sólo actúa o queda conectado en transmisión, en lugar de en recepción. Por regla general, los circuitos de RIT y de XIT contienen relés o dispositivos de estado sólido para su conmutación.

2.11.2.34. DESLIZAMIENTO DE LA FI.

Esta facilidad de recepción, a la que también se llama "sintonía de la banda de paso", altera la frecuencia central de la banda de paso del receptor sin variar la frecuencia a la que éste último se halla sintonizado. Al no perturbar el tono de la señal o de las señales captadas, el deslizamiento de la FI permite desplazar la respuesta de la selectividad disponible en el receptor alrededor de una señal de BLU o de CW hasta dejarla situada en el punto más conveniente de la banda de paso.

Aunque el deslizamiento de la FI puede considerarse equivalente al deslizamiento de la frecuencia central del filtro de FI del receptor, lo cierto es que dicho filtro sólo trabaja en su frecuencia central fija nominal y que es exclusivamente la señal de FI la que se desplaza a uno y otro lado de la banda de paso del filtro. Un oscilador sintonizable suministra una señal de aproximadamente 8455 kHz a los mezcladores. El primer mezclador utiliza esta señal para convertir la FI de entrada de 455 kHz en la frecuencia de 8 MHz propia del filtro. El segundo mezclador recibe esta señal de 8MHz. Es obvio que mediante la sintonía de la frecuencia del oscilador podrá variarse la posición relativa de la señal deseada dentro de la banda de paso del filtro.

Cuando el receptor se halla adecuadamente sintonizado, la señal captada queda situada en el centro de la curva de respuesta del filtro de FI. La interferencia lateral, dentro de la propia curva de respuesta, se puede eliminar por varios procedimientos. Si el transceptor se sintoniza 250 Hz más arriba la señal

interferente ya no queda dentro de la banda de paso. Esto representa una solución efectiva cuando se presenta una solución efectiva cuando se está recibiendo Morse, circunstancia en la que el operador simplemente percibe una ligera alteración de la nota musical diferenciada en 250 Hz respecto a la tonalidad normal de las señales de CW.

Pero el procedimiento no resulta práctico en BLU porque la voz se vuelve ininteligible. Gracias al mando de deslizamiento de la FI se puede eliminar la interferencia sin que se vea recortado el espectro vocal y, con ello, la legibilidad de la señal en lenguaje hablado.

En la práctica, puede ser que el circuito de deslizamiento de la FI no sea tan sencillo por ejemplo, el transceptor de VHF, KENWOOD TS-6500 lleva un circuito de deslizamiento de FI que forma parte del sintetizador de frecuencia con bucle de enganche de fase (PLL). En su diagrama de bloques se supone que la frecuencia de trabajo es de 14.250 kHz.

El oscilador heterodino del sintetizador suministra una señal fija de 19,5 MHz al mezclador, señal que se heterodina con los 23,08 MHz procedentes del oscilador controlado por tensión (OCV) para producir una frecuencia diferencia de 3,58 MHz. Cuando el circuito de deslizamiento de FI se halla fuera de uso, esta frecuencia resultante de 3,58 MHz se mezcla con una señal de 8,8315 MHz procedente del oscilador de portadora para generar una nueva frecuencia resultante diferencia de 5,2515 MHz.

El detector de la fase compara esta señal con la señal de 5,2515 MHz generada por él entre ambas señales, el propio detector de fase genera una tensión de CC (tensión de error) que se aplica al OCV, dispositivo que responde alterando ligeramente la frecuencia en la dirección apropiada para anular la diferencia de fase. El resultado es que, el OCV permanece en el estado “enganchado” o clavado a la frecuencia de 5,2515 MHz del OFV.

El PLL tiene dos salidas. Una suministra la señal de OCV de 23,08 MHz al mezclador de RF, donde se heterodina con la señal de entrada de RF (14.250 kHz) para producir una señal de FI de 8,83 MHz. La otra salida tiene una frecuencia de 8,8315 MHz y se heterodina con la señal filtrada de FI de 8,83 MHz en el detector de producto dando como resultado una señal de audio 1,5 kHz.

Si se altera la frecuencia del OFV en sentido ascendente, se genera una tensión de error en el detector de fase que provoca el descenso de la frecuencia de OCV en igual magnitud. Esta relación es el resultado del sistema mezclador empleado y que trabaja con frecuencias resultantes por diferencia en lugar de frecuencias resultantes por suma. Así, la frecuencia sintonizada por el transceptor y señalada por el dial disminuye cuando en realidad, aumenta la frecuencia del OFV (sintonía invertida).

Considerando de nuevo que el transceptor se halla sintonizado a 14,25 MHz, a medida que el control de desplazamiento de la FI se ajusta para aumentar la frecuencia del oscilador de portadora en 500 Hz hasta los 8,832 MHz, en el mezclador de portadora se produce una frecuencia diferencia superior. El detector de fase nota esta diferencia de frecuencia y, en compensación, obliga al OCV a subir 500 Hz, hasta 23,0805 MHz. En esta circunstancia, la mayor frecuencia del OCV inyectada en el mezclador de RF da lugar a que una porción superior en 500 Hz de la banda de 20 metros pase a través del filtro a cristal, tal cual si se hubiera aumentado la sintonía del OFV en estos 500 Hz. (No se pierda la vista que realmente la frecuencia del OFV no se ha alterado para nada.)

Tras el filtro, la señal resultante de FI se heterodina en el detector de producto con la señal procedente del oscilador de portadora desplazada, a su vez, en la FI. Esta señal del oscilador de portadora aumentada en 500 Hz viene a compensar el aumento de los mismos 500 Hz de la señal del OCV, dando como resultado la detección y señal de audio de una FI desplazada. Si la frecuencia del oscilador de portadora no hubiera aumentado en 500 Hz, el efecto habría sido el mismo que si

por medio del OFV se hubiera subido la frecuencia de recepción en 500 Hz, o sea, lo mismo que si se hubiera sintonizado el receptor en 14.250,5 kHz.

El deslizamiento de FI resulta igualmente útil para mejorar la recepción radioteletipo (RTTY) y de otras señales digitales. Normalmente, se emplea un filtro de BLU razonablemente ancho para recuperar el modem estándar de RTTY o los tonos de audio de 2295 y 2125 Hz normativos de la unidad terminal (ut). Por desgracia, cualquiera de estos filtros de BLU dejará pasar cualquier audiofrecuencia entre 300 y 3000 Hz, cuando aquí sólo interesan las frecuencias superiores, de manera que la respuesta entre 300 y 2000 Hz representa una banda de paso innecesariamente ancha que sólo contribuye a que el receptor resulte más susceptible a la interferencia de señales adyacentes.

Para solucionar este problema se puede emplear un filtro de CW de 500 Hz, pero se da el caso de que esta clase de filtros se proyectan generalmente para una frecuencia central de 800 Hz. Los dos tonos de RTTY separados por tan solo 170 Hz se seguirán oyendo, pero sus frecuencias de audio recuperadas se centrarán alrededor de los 800 Hz (885 y 715 Hz respectivamente), condición absolutamente inaceptable por los detectores de RTTY, la solución idónea, el deslizamiento de FI, permite que la frecuencia central de la banda de paso pueda desplazarse a voluntad, de 800 a 2210 Hz, por ejemplo. De esta forma es posible la recepción de los tonos de audio de 2295 y 2125 Hz con una respuesta de la banda de paso adecuadamente estrecha (figura 10C).

Para la transmisión y recepción de RTTY en los transceptores se suele utilizar una modalidad especial de FSK o BLU. Cuando las condiciones de la banda dificultan la recepción con el filtro de BLU, el uso de un filtro de CW y del deslizamiento de la FI conjuntamente pueden mejorar la recepción. Sin embargo, en muchos transceptores el filtro de CW sólo puede utilizarse exclusivamente en esta modalidad, lo que obliga a que el operador deba pasar alternativamente de una a otra modalidad para transmitir y recibir en RTTY.

2.11.2.35. SINTONÍA DE ANCHO DE BANDA VARIABLE.

Para evitar el gasto que representa la inclusión de varios filtros de FI en un transceptor, se ideó el sistema de sintonía ancho de banda variable (VBT). Se trata de un circuito muy parecido al de deslizamiento de FI y que permite ajustar la anchura de la banda de paso de FI para mejorar en lo posible la recepción en malas condiciones de interferencias. La VBT proporciona, además, una razonable selectividad para la recepción de CW en aquellos transceptores que únicamente incluyen un filtro de BLU.

La forma más sencilla de incorporar la VBT consiste simplemente en utilizar el sistema de deslizamiento de FI y añadirle un segundo filtro de FI a la salida, con lo que resultará el sistema de VBT. Mediante el deslizamiento de la banda de paso del primer filtro con respecto a la del segundo filtro, se obtiene la reducción de la banda de paso global o de todo el sistema, se obtiene la máxima banda de paso de todo el sistema cuando se emplean dos filtros de igual banda de paso que se hallen idénticamente ajustados.

2.11.2.36. FILTRO DE GRIETA.

Otra forma de reducir la interferencia consiste en suprimir la banda de paso para rechazar la frecuencia de la señal que resulta perjudicial. El filtro de grieta o hendidura reduce o anula la respuesta del receptor a un margen de frecuencias muy estrecho dentro de la banda de paso del mismo. La frecuencia más amortiguada que ocasiona la profunda grieta en la banda de paso del filtro se puede sintonizar a lo largo de la banda de paso para situarla exactamente sobre la frecuencia de la señal interferente, de forma que se eliminan la señal de CW o los tonos de FM perturbadores sin que con ello se perjudique la respuesta global de audio a la señal deseada.

En los transceptores actuales aparecen dos clases de filtro de grieta. Una es la del filtro que trabaja en la FI del receptor y la otra es la que funciona en BF y que constituye un “filtro de grieta de audio”. La mayoría de los filtros de la primera clase trabaja con frecuencias relativamente bajas, como de 45 o 50 KHz., en las que resulta fácil obtener el circuito de elevado Q que se precisa para conseguir una grieta que sea a la vez muy profunda y muy estrecha en un ancho de banda tan reducido. los filtros de grieta de audio se emplean perfectamente en los receptores de conversión única con FI del orden de 8 a 10 MHz, frecuencia muy poco apta para conseguir una grieta adecuada.

Ambas clases de filtro son igualmente eficaces aunque algunos modelos de filtro de audio no alcanzan la atenuación o profundidad de la grieta que se consigue en FI. Las atenuaciones normales van de 30 a 60 dB. Si el filtro tiene una grieta de tan solo 30 dB, su efecto será el reducir una señal interferente que llegue con 20 dB, si la grieta es de 60 dB, ésta misma señal quedará al nivel de atenuación más o menos aceptable de la señal a procesar.

2.11.2.37. FILTROS DE CRESTA DE AUDIO.

Otra clase de filtro que puede hallarse incorporado en ciertos receptores es el llamado “filtro de cresta de audio” o APF con su característica estrechez de la banda de paso de audio que no va más allá de algunos cientos de hercios y en el que se puede elegir la frecuencia central.

El APF puede representar una significativa mejora de la selectividad global aun en el receptor equipado con un filtro de FI de banda estrecha. Pero su incorporación puede dar lugar a determinados problemas, si se le utiliza en ausencia del filtro de FI a cristal para la recepción de CW. Puesto que el APF se sitúa en la sección de audio del receptor, cualquier señal que se halle fuera de la banda de paso del filtro habrá sido igualmente amplificadas a lo largo de toda la cadena de FI y probablemente habrá alcanzado un nivel considerable. De hecho, cualquier nivel

de señal excesivo puede provocar la sobrecarga de algunas etapas del receptor, dando lugar a distorsión y a la reducción de la sensibilidad del mismo. El filtro de FI contribuye mucho más a evitar este problema puesto que anula o amortigua la señal interferente antes de que transcurra por la cadena amplificadora de FI. Téngase en cuenta que todo receptor, aun sin llegar a la saturación de alguna de sus etapas, puede sufrir una pérdida de sensibilidad por el hecho de que una señal interferente suficientemente fuerte active el circuito del filtro de cresta de audio en el punto que se pierda la señal espuria. En ciertas circunstancias el problema puede solucionarse desconectando el CAG.

2.11.2.38. EL VOX.

El transceptor dotado de VOX (“Voice Operated Switch” o conmutador activado por la voz) conmuta las funciones recepción - transmisión ante la presencia de señal de micrófono, simplemente hablando frente a este último, un sistema VOX que puede considerarse básico, está constituido por un amplificador diferencial un circuito temporizador variable y un conmutador de transmisión - recepción (Tx-Rx).

La energía de audio procedente del micrófono y de amplitud controlada por el potenciómetro de ganancia de VOX, se aplica a uno de los terminales de entrada del amplificador diferencial. La señal de audio se ajusta de forma que la propia voz del habla normal del operador active el conmutador TR mientras que el circuito temporizador se encarga de mantenerlo activado durante las cortas pausas que ocurren en el lenguaje hablado. Sin la presencia del temporizador, el conmutador Tx-Rx estaría alternando continuamente sus posiciones de transmisión - recepción entrecortando el discurso. El hecho de que el retardo del VOX pueda ajustarse, evita ésta situación.

Surgen dificultades cuando la señal acústica emanada del propio altavoz del transceptor (receptor) llega al micrófono ya que, si lo hace con la misma intensidad que la voz del operador, activa el cambio a la función transmisora. La solución

podría estar en separa físicamente en el altavoz y micrófono situándolos en extremos opuestos del cuarto de la radio o en amoldarse a operar siempre con auriculares.

La solución técnica idónea se consigue con el denominado “circuito anti VOX” cuya misión es la de recoger una pequeña parte de la salida de audio del receptor y llevarla a la segunda entrada del amplificador diferencial del VOX. El nivel de esta muestra de señal de audio se regula por medio del potenciómetro antiVOX (a veces llamado “anti-trip” o “antidisparo”). Cuando el cursor de este potenciómetro de halla en la posición óptima, cualquier señal acústica procedente del altavoz y captada por el micrófono queda anulada por la señal antiVOX, con lo que se evita la circunstancia de que la propia función receptora llegue a manipular la función transmisora.

2.11.2.39. FUNDAMENTOS DEL MONTAJE MODULAR.

Los diseños de los transceptores más modernos se han visto poderosamente influidos por los avances tecnológicos recientes en el terreno de la RF y de los ordenadores. Ya se hallan disponibles subsistemas o módulos receptores completos integrados en un solo microcircuito. El perfeccionamiento de las técnicas de fabricación de los circuitos integrados es muy prometedor en cuanto al aumento de la habilidad y la reducción paralela de los costes. Y con toda seguridad que estos progresos se verán notablemente reflejados en el equipo de radioaficionado.

Ya en la actualidad es posible montar todo un transceptor por medio de módulos contenidos en microcircuitos a los que sólo es necesario añadir algunos componentes discretos (resistores, condensadores, transistores, etc. El esquema de la figura 2.19, resulta muy parecido a un diagrama de bloques puesto que el circuito necesario para la función de cada etapa (mezcladora, amplificadora, etc.) se halla enteramente contenido en el interior de un microcircuito.

El concepto de este transceptor se aparta notoriamente de la filosofía convencional seguida hasta ahora en el diseño de estos aparatos. Prácticamente no contiene ningún circuito de doble función y, aunque parezca sorprendente, este enfoque, por varias razones, puede resultar más económico que intentar utilizar un mismo microcircuito para funciones de recepción y transmisión. En primer lugar, resulta mucho más sencillo conmutar simplemente la tensión de alimentación del receptor al transmisor que tener que disponer de toda una serie de conmutaciones de RF por cada microcircuito de doble función. En segundo lugar, el coste de toda la circuitería necesaria para la conmutación que puede llegar a sobrepasar el precio de todos los microcircuitos ahorrados y en último, pero no menos importante, el ajuste final resulta a buen seguro mucho más rápido y eficaz cuando se puede llevar a cabo con la total independencia entre los circuitos de transmisión y los de recepción.



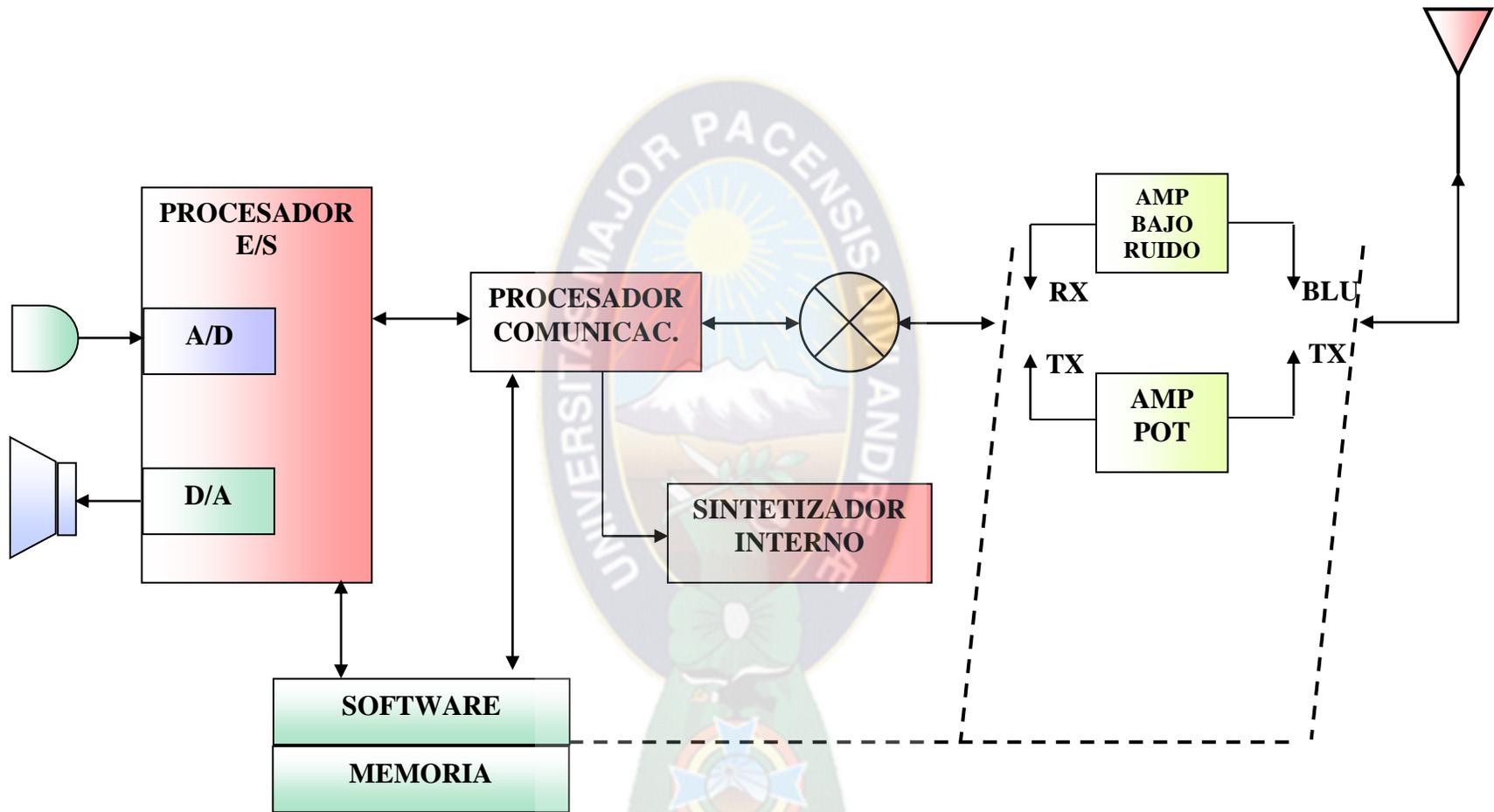


Figura 2.19 Esquema detallado de un transceptor.

2.11.2.40. ASPECTOS DIGITALES.

En la actualidad la electrónica digital juega un papel muy importante en la radioafición. Con los transceptores modernos se usan los sistemas digitales tanto en el exterior, para la generación e interpretación de las distintas modalidades de las comunicaciones digitales, como en su interior para la realización de funciones ligadas a la estabilidad y asignación de la frecuencia de trabajo, el registro y recuperación de la información a través de memorias e incluso la prevención de transmisiones involuntarias fuera de las bandas autorizadas.

El transceptor Yaesu FT-2500 por ejemplo, incorpora un microprocesador que permite la memoria de hasta 16 frecuencias distintas que pueden recuperarse al instante. La modalidad operativa y la información del OFV para cada canal se programan y registran simultáneamente. El control de frecuencia digital permite otras funciones como la sintonía fija por pulsador y la fijación automática de los límites de cada banda autorizada. Esta última función permite al operador fijar, en el espectro, los extremos de la banda de radioaficionado de forma que, automáticamente, la función transmisora no se activa si se sobrepasan los límites de la misma, impidiendo que se pueda cometer una infracción grave (transmitir fuera de la banda autorizada).

A través de la interconexión (interfaz) adecuada, el FT-2500 se puede unir al ordenador personal, combinación que posibilita la sintonía del transceptor y la manipulación y registro de frecuencias desde el teclado del ordenador. El control de funciones tan importantes como son las del RIF, deslizamiento de FI, selección de modalidad operativa, banda de paso de FI, deslizamiento FSK y conmutación TR, pueden llevarse a cabo desde el teclado del ordenador.

El programa de control de FT-2500 en particular, suministrado por Yaesu, está preparado para el ordenador convencional, contiene el diagnóstico completo de todo el transceptor y se puede cambiar a voluntad cualquiera de los parámetros

listados, haciendo realmente innecesario el panel frontal del transceptor. De hecho, todos los controles del panel frontal que dan inutilizados cuando el programa del ordenador toma el mando.

Con un programa más complejo no sólo se puede controlar el transceptor sino también el formato y el envío de textos en RTTY, o el propio ordenador puede servir como procesador de señales de audio con un control a punta de dedo de la compresión, respuesta de frecuencia, etc., las posibilidades no tienen otro límite que el de la propia imaginación y habilidad del programador.

El INTERFAZ y el radio paquete de PROGRAMACIÓN son dos modalidades de comunicaciones digitales relativamente nuevas en las que es imprescindible el control por ordenador, tanto para la generación como para la interpretación de la información y también para la conmutación de las funciones de transmisión y recepción a velocidad increíble. Se requiere un sincronismo muy fino entre los distintos elementos de "hardware" y de "software" que interviene en cada modalidad y entre todos los sistemas activos que integran una red de comunicaciones. Por ejemplo el transceptor utiliza en la modalidad INTERFAZ debe tener un tiempo de recuperación muy corto (del orden de los 10 ms) en la conmutación de sus funciones de recepción a transmisión. Debe ponerse mucha atención en asegurar que las constantes de tiempo de todo el sistema serán suficientemente breves para permitir esta clase de operación a gran velocidad.

A medida que se perfeccionan los sistemas digitales y que la lógica digital aumenta de velocidad, El transceptor en la actualidad consta, de un receptor con convertidor analógico-digital. (A/D) en la entrada de antena o de FI y de un convertidor / amplificador digital - analógico (D/A) o de un amplificador de línea en la salida de audio/banda-base para recibir señales vocales o de datos, respectivamente.

Entre ambos terminales toda la información será procesada digitalmente. En transmisión simplemente se invertirá el proceso, con la señal de micrófono aplicada a un convertidor analógico-digital para someterse al proceso digital hasta la frecuencia de transmisión que será lanzada al éter a través de las técnicas convencionales de RF. Con las velocidades cada día mayor de los microordenadores, puede que el transceptor actual se convierta en poco más que un paquete, de “software” con las tareas de conversión de RF A/D y D/A llevadas a cabo en pequeños módulos de interfaz.

Dadas las características generales de los transceptores a continuación en la tabla 2.2 mostramos las características técnicas más importantes de un transceptor típico en el mercado local:

Frecuencia de operación:	138 a 174 Mhz.
Modo de modulación:	FM (Frecuencia Modulada)
Impedancia de antena:	50 Ohm.
Temperatura de operación:	-20°C a +60°C.
Voltaje de alimentación:	13,8 V DC, ± 15%.
Tierra:	Negativo.
Corriente de circulación: Transmisión: Recepción:	Menor que 10 Amperes. Menor que 0,6 Amperes.
Potencia de salida: High: Mid: Low:	Aproximadamente 50 Watts. Aproximadamente 10 Watts. Aproximadamente 5 Watts.
Impedancia de micrófono:	600 Ohm.
Máxima desviación de frecuencia:	± 5 Khz.
Circuito:	Doble conversión superheterodina.
Impedancia parlante exterior:	8 Ohm.

*Recomendación especial.- 1 minuto de transmisión, 3 minutos de recepción.

Tabla 2.2 Características importantes de un transceptor típico.

2.11.3. LÍNEA DE TRANSMISION.

Básicamente todos los cables que transportan energía desde una fuente hasta una carga, pueden considerarse como líneas de transmisión, así por ejemplo: un par de cables conectados a una batería por un lado y a una lámpara por el otro, podrían ser considerados como líneas de transmisión.

Si la línea de transmisión es larga en ésta se perderá energía, como consecuencia de su resistencia intrínseca, este razonamiento es aplicable a la hora de llevar energía de un transmisor a una antena, ya que en este caso en particular nos enfrentamos con corriente alterna y no continua pura, sumado a esto como tratamos con la transmisión de energía en distintas frecuencias se deben considerar, otros factores tales como la longitud de onda, potencia de transmisión, etc., los cuales nos llevarán a estudiar las propiedades físicas de las líneas de transmisión.

Debido a que una línea de transmisión une el transceptor con la antena, esta línea de transmisión debe tener características bien definidas razón por lo cual se estudiará. Conviene aclarar que habitualmente se nos presenta en la practica líneas de transmisión con características diferentes las cuales son: líneas cortas y líneas largas.

2.11.3.1. TIPOS DE LÍNEAS DE TRANSMISION.

Los tipos más comunes de línea de transmisión, son las líneas simétricas y las líneas asimétricas, las cuales describiremos a continuación.

2.11.3.2. LÍNEAS DE TRANSMISION SIMÉTRICAS.

Básicamente una línea de transmisión es simétrica cuando todos los conductores, que constituyen la línea son iguales, al margen de que estén o no apantallados, tal como se observa en el grafico 2.20.

Este tipo de línea de transmisión, son las de hilo abierto, que por lo general constan de dos conductores paralelos, separados una pequeña longitud de onda, en la figura 2.20, se presenta el tipo de línea bifilar, con el sentido de las corrientes I1 e I2. Si la primera de ellas tiene en el punto A de la línea la misma amplitud que I2 en el punto opuesto B, los campos creados por ellas será de igual amplitud, y como ambas circulan en sentidos opuestos el campo debido a I1 estará desfasado 180° del originado por I2. de todos modos se necesita un tiempo determinado para que el campo de A llegue a B y viceversa, lo que significa que los campos pueden no estar exactamente desfasados 180° y habrá una pequeña radiación.

Lo mejor que se puede hacer para impedirlo es tener las dos líneas lo más juntas físicamente que se pueda. En la práctica la separación entre las líneas se hace pequeña, dentro del margen de que se dispone, teniendo en cuenta su construcción y las frecuencias en que van a trabajar, considerando que cuanto mayor sea ésta, menor puede ser la separación, por ejemplo con un par de hilos separados 150 mm, ese espacio es una fracción muy pequeña de longitud de onda en la banda de 3 a 4 Mhz, pero si pasamos a 144 Mhz la diferencia de fase introducida por esa misma separación sería del orden de 26°, caso en el cual los dos campos no se anularían totalmente. Un 1% de la longitud de onda es una buena guía para la separación de los hilos de una línea de transmisión, aunque en VHF se puede tolerar algo menos.

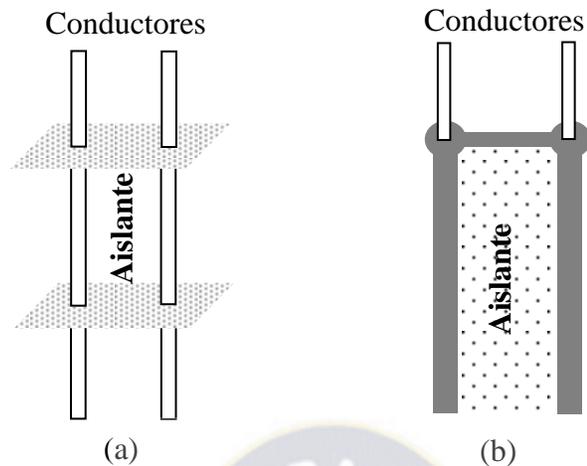


Figura 2.20 Líneas de transmisión simétricas.

2.11.3.3. LÍNEAS DE TRANSMISION ASIMÉTRICAS.

Se dice que una línea de transmisión es asimétrica cuando la forma constructiva de los conductores no es la misma, por lo que este tipo de línea consiste en un conductor central, rodeado por otro conductor que actúa como pantalla. Este tipo de línea es el concéntrico o coaxial como se muestra en la 2.21, que constan de un hilo rodeado de otro conductor en forma de tubo.

El principio de funcionamiento sigue siendo el mismo que se describió anteriormente: como consecuencia de la pequeña separación existente entre los dos conductores, el campo debido a la corriente que circula por el interior se anula con el producido por el exterior.

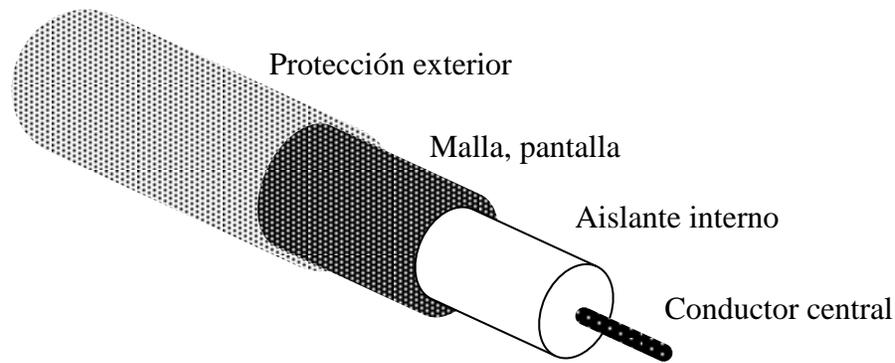


Figura 2.21 Línea de transmisión asimétrica

2.11.4. ANTENA.

La antena, es un dispositivo que sirve para transmitir y recibir ondas de radio (ondas electromagnéticas), es decir convierte las ondas guiadas por la línea de transmisión en ondas electromagnéticas, las cuales se pueden propagar por el espacio libre. Una antena está constituida esencialmente por un trozo de material conductor que propaga las ondas electromagnéticas al espacio.

Una antena debe dotar a las ondas electromagnéticas radiadas al espacio libre, con una dirección, ya que es muy importante la radiación de las ondas de radio con una dirección definida.

La antena también debe dotar a la onda radiada de una polarización, siendo ésta la figura geométrica descrita al transcurrir el tiempo por el extremo del vector del campo eléctrico en un punto fijo del espacio y en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Las antenas son imprescindibles como parte de cualquier sistema de telecomunicaciones.

En síntesis, una antena es un componente eléctrico pasivo, que cuando trabaja como transmisora, transforma la energía eléctrica en energía electromagnética de ondas libres, por el contrario, si trabaja como receptora transforma la energía electromagnética que recibe en ondas libres de energía eléctrica.

2.11.4.1. TIPOS DE ANTENAS UTILIZADOS EN SISTEMAS DE COMUNICACIÓN EN LA BANDA DE 2 METROS.

De acuerdo al estudio que se lleva a cabo, mencionaremos los tipos de antenas más comúnmente utilizados para un sistema de comunicación en la banda de VHF, que son los siguientes:

- Antena monopolo vertical de $\lambda/4$.
- Antena vertical de $5\lambda/8$.



CARACTERISTICAS DE CABLES COAXIALES DE 50 OHMIOS

Tipo	Conductor φ mm	Dieléctrico φ mm	Blindaje	Cubierta φ mm	Capacidad pF / m	Tensión Máxima Kv.	Atenuación Nominal DB / 100 m (144 Mhz)	Disipación Máxima Watts (144 Mhz)	Aplica- ción
RG-174/U	Cu 0,48	PE 1,5	Cu 95%	PVC 2,80	101	1,5	29	90	VHF
RG-58A/U	Cu, E 0,88	PE 2,95	Cu, E 93%	PVC 4,90	101	1,9	17	175	VHF, UHF
RG-58/U	Cu 0,90	PE 2,95	Cu 93%	PVC 4,90	101	1,9	13	175	VHF
RG-58 95/30	Cu 0,95	PE 3,00	Al, Cu 100%	PVC 4,95	87	0,50	12,5	180	VHF, UHF
RG-58 95/30A	Cu 1,00	PE 3,00	Al, Cu 100%	PVC 4,95	87	0,50	12,5	180	UHF
RG-8X	Cu 1,5	PE 4,10	Cu 90%	PVC 6,20	87	0,68	12	800	VHF, UHF
RG-8/U	Cu 2,18	PE 7,25	Cu 87%	PVC 10,25	96	4	7,5	800	UHF
RG-8/U 26/73	Cu 2,5	PE 7,30	Cu 100%	PVC 10,30	86	2	5	800	UHF
RG-8/U 275/73	Cu 2,75	PE 7,30	Cu 87%	PVC 10,30	79	1	4	800	UHF
RG-8/U	Cu 2,18	PE 7,25	Cu 87%	PVC 10,25	96	4	2	800	UHF
RG-213/U	Cu 2,26	PE 7,25	Cu 95%	PVC 10,30	101	5	7	800	UHF
RG-224/U	Cu 2,26	PE 7,25	Cu 95%	PVC 10,30	98	6,5	7	800	UHF

Tabla 2.3 Características de cables coaxiales de 50 Ohmios

2.11.4.1.1. ANTENA MONOPOLO VERTICAL DE $\lambda/4$.

Una de las antenas de mas fácil construcción para los sistemas de comunicación en la banda de VHF, es la denominada antena monopolo vertical de $\lambda/4$, donde sencillamente consta de un elemento conductor e irradiante, de ondas electromagnéticas, cuya dimensión es básicamente de un cuarto de longitud de onda es decir $\lambda/4$, siendo la distribución eléctrica de tensión y corriente sobre el elemento radiante $\frac{1}{4}$ de onda; el cual va montado sobre un reflector perfectamente plano para que la radiación sea uniformemente omnidireccional, la línea utilizada en este tipo de antena se encuentra en el extremo inferior del elemento conductor con derivación a tierra, siendo la línea el clásico cable coaxial RG – 58u de 50 Ohmios de impedancia, con un conector típico PL - 259 conectándolo así al transceptor.

Todas las antenas de cuarto de longitud de onda con respecto a la frecuencia de funcionamiento se consideran resonantes y tienen una impedancia de alimentación relativamente baja si el punto de alimentación se encuentra en la base, es decir, en el extremo de la antena más cercano al suelo.

Una antena de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda, radia por igual en todas las direcciones y es de tal manera omnidireccional, y suponiendo un suelo perfectamente conductor el ángulo vertical es muy bajo hasta el punto que la radiación se efectúa casi paralela al suelo, siendo estos factores unos inconvenientes considerables en VHF, dado que al nivel del suelo e incluso con una tierra perfectamente conductora debajo de ella, la radiación quedaría absorbida rápidamente por las estructuras aledañas como son edificios, árboles, etc. De todas maneras, la tierra real está muy lejos de ser un conductor perfecto, por lo que se produciría una pérdida considerable de la potencia radiada.

Por eso la única solución consiste en proveer una tierra “artificial”, de material muy conductor, debajo de la antena para reducir las elevadas pérdidas que originaria la

real, de lo contrario, ésta le permitiría a la antena radiar con ángulos verticales relativamente pequeños si el sistema se eleva todo lo posible, la atenuación debida a las estructuras antes mencionadas queda suprimida en muy gran parte, aumentándose con ello el horizonte, y por tanto, la distancia útil de trabajo.

Los métodos de construcción de esta antena se limitan al calculo de el elemento irradiante, acoplado con un conector PL – 259, en interconexión con la línea coaxial RG – 58, hacia el transceptor.

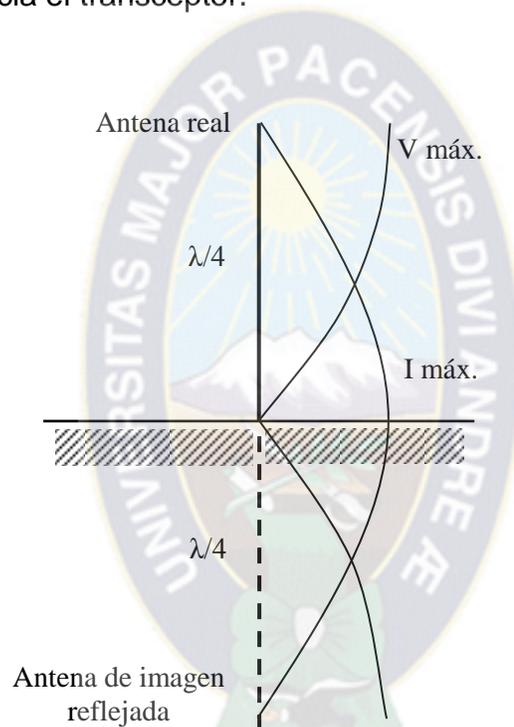


Figura 2.22 Corriente y tensión distribuidas a lo largo de una antena de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda.

2.11.4.1.2. ANTENA VERTICAL DE $5\lambda/8$.

Una de las antenas, omnidireccionales más populares es la denominada $5/8$ de longitud de onda, con plano de tierra fijo o continuo tal como lo permite el techo de un coche, siendo de esta manera una antena apropiada para trabajo móvil o estación fija ya que su tamaño es pequeño, vertical y omnidireccional.

Se denomina $5/8$ de onda por que es aproximadamente su longitud física, su longitud eléctrica es de tres cuartos de longitud de onda, pero como demuestra la distribución de la corriente y la tensión a lo largo de ella, la primera sección de la antena es eléctricamente un cuarto de longitud de onda, aunque físicamente sea de un octavo aproximadamente, como consecuencia de la bobina de carga que posee en el extremo inferior de su estructura.

La impedancia en el punto de alimentación es de unos 50 Ohmios aproximadamente.

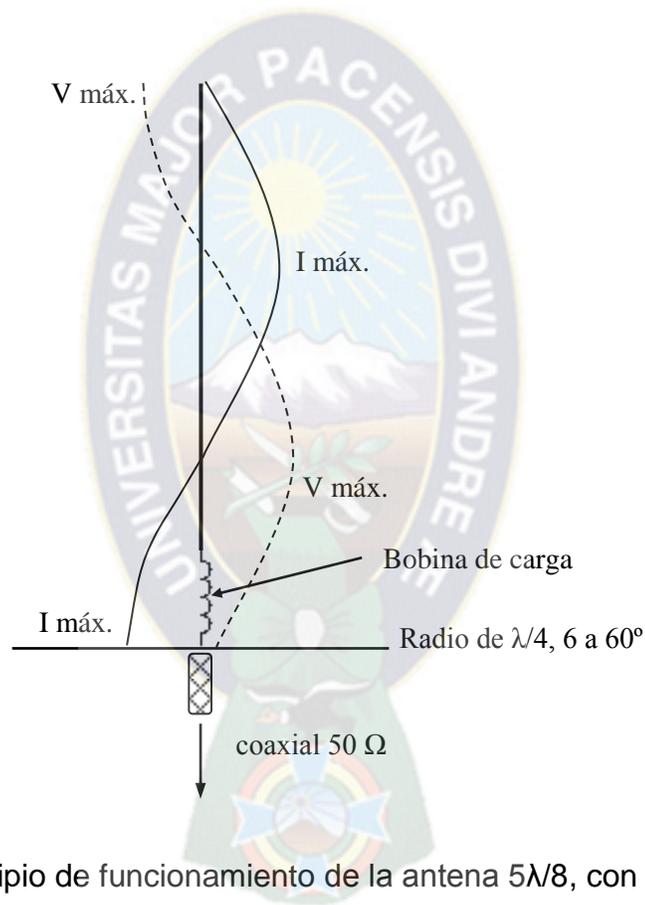


Figura 2.23 Principio de funcionamiento de la antena $5\lambda/8$, con plano de tierra.

La estructura física de esta antena es como se describe a continuación: en muchos casos este tipo de antenas suele ser fabricada con un imán en la base para de esta manera, pueda ir adherida a una superficie plana como el techo de un coche, el techo de una vivienda, etc., con el fin de lograr un plano de tierra adecuado y suficiente, también consta de una bobina de carga de cuatro espiras de hilo de 1,63 mm de diámetro, devanadas en una forma de paxolín o PTFE de

18 mm de diámetro y la parte superior de la antena se hace ajustable, con el fin de permitir una perfecta resonancia y un bajo nivel de potencia reflejada.

El alimentador utilizado de la misma manera que el anterior caso es el típico cable coaxial RG-58u u cuyo extremo va soldado a la parte inferior de la bobina de carga con derivación a tierra, el otro extremo del cable va acoplado con un conector PL – 259 el cual hará la conexión con el transceptor.

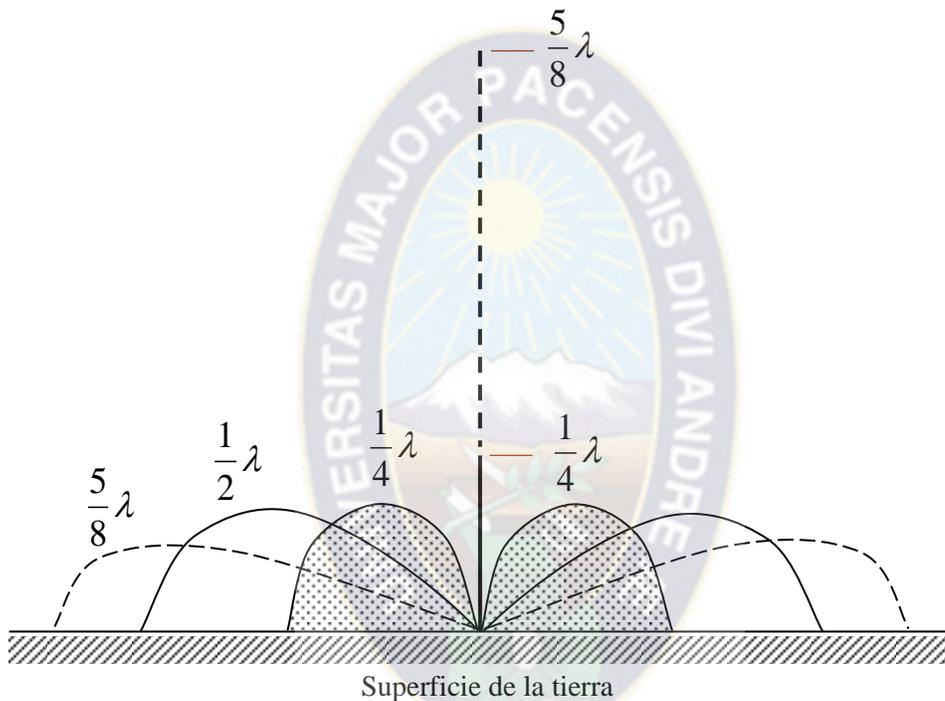


Figura 2.24 Relación de radiación de una antena de $\lambda/4$, al nivel del suelo, comparada con otra antena vertical de $5\lambda/8$.

CAPITULO 3

PUERTO SERIE

3.1. INTRODUCCION.

Un puerto serie o puerto serial, es una interfaz física de comunicaciones de datos digitales, frecuentemente utilizado por computadoras y dispositivos periféricos de éste, en donde la información viaja de un punto a otro de bit a bit, es decir enviando un solo bit a la vez. Generalmente el aspecto físico de este puerto ha sido el de un conector DB-9 (hembra), siendo la disposición de los pines de este como se ve en figura 3.1.

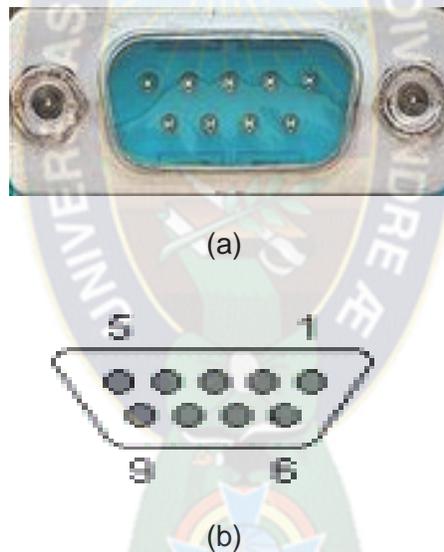


Figura 3.1 (a) Aspecto físico del puerto serie
(b) Disposición de pines del puerto serie

A lo largo del avance de la tecnología informática, la transferencia de datos a través de los puertos serie a sido generalizada, siendo su uso frecuente en la interconexión de equipos de computación con dispositivos periféricos como mouses y teclados, también para la interconexión de este con módems los cuales cumplen una determinada función.

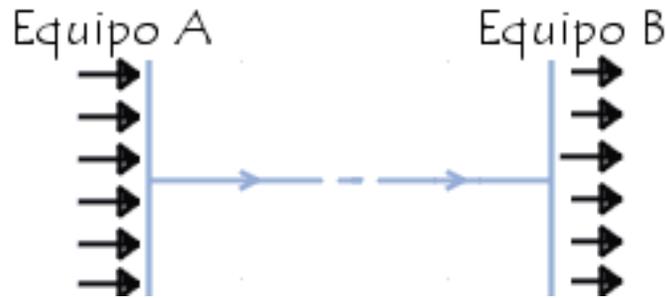


Figura 3.2 Esquema básico de una comunicación serial

En la actualidad los puertos serie se encuentran en sistemas de automatización industrial, algunos productos industriales y de consumo, siendo su principal función la configuración de dicho equipo mediante este puerto o interfaz física de comunicaciones, como por ejemplo tenemos los dispositivos de redes como los routers y switch, interfaces de programación de equipos de radiocomunicación, etc.

La razón por la que aun se sigue utilizando los puertos serie en muchas áreas de la tecnología es por que su uso y aplicación es muy sencilla además de ser baratos lo cual permite la interoperabilidad eficiente entre dispositivos.

3.2. EL STÁNDAR RS-232.

El puerto RS-232, compatible con el puerto serie de una computadora personal, es un estándar de comunicaciones propuesto por la Asociación de Industrias Electrónicas (EIA), utilizada para comunicar o conectar un equipo terminal de datos o DTE (el PC en este caso) y un equipo de comunicaciones de datos o DCE (habitualmente un MODEM).

El estándar especifica 25 pines de señal, y que el conector del DTE debe ser macho y el conector del DCE hembra, siendo los conectores mas usados en este estándar los denominados DB-25 hembra y macho respectivamente, pero muchos

de los 25 pines no son necesarios para realizar la conectividad entre el DTE y el DCE, además tomando en cuenta los costos de fabricación, el espacio utilizado y otros aspectos inherentes al hardware, se tuvo que adoptar la utilización de los conectores DB-9 hembra y macho, ya que estos en cierta manera resolvían estas dificultades realizando el mismo trabajo de conectividad entre equipos terminales de datos y equipos de comunicación de datos.

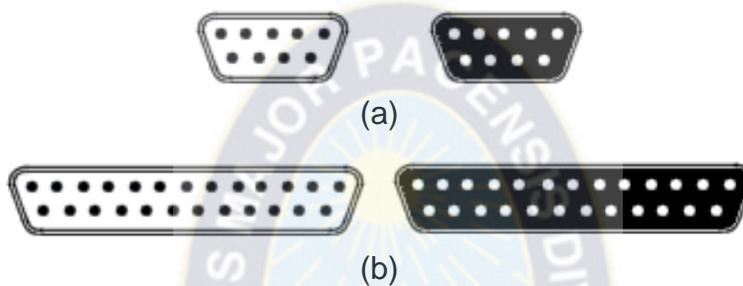


Figura 3.3 (a) Puerto serie, conector DB-9
(b) Puerto serie, conector DB-25

La velocidad de comunicación de datos se mide en baudios (bits / segundo), siendo necesario para realizar la comunicación solo dos cables o líneas de transmisión, uno de transmisión y otro de recepción con un punto de referencia común entre ellos. Los voltajes de los niveles lógicos definidos en este estándar se describen de la siguiente manera: nivel lógico alto que varía entre $-3v$ y $-15v$, y nivel lógico bajo que varía entre $+3v$ y $+15v$, siendo los voltajes más usados para la comunicación los siguientes: nivel lógico alto $-12v$ y nivel lógico bajo $+12v$; resumiendo tenemos:

Nivel lógico	Voltaje
"1" lógico	-12 voltios
"0" lógico	+12 voltios

Tabla 3.1 Descripción de niveles lógicos del estándar RS-232

3.3. COMUNICACIONES SERIE.

Como ya se indico las comunicaciones serie se utilizan para enviar datos a través de largas distancias, ya que las comunicaciones en paralelo exigen demasiado cableado para ser operativas, los datos serie recibidos desde un modem u otros dispositivos son convertidos en paralelo, gracias a que se pueden ser manejadas por el bus de datos de la PC.

Los equipos de comunicaciones serie se pueden dividir entre simples, half dúplex y full dúplex, lo cual significa que los datos pueden viajar en ambas direcciones es decir ser transmitidos y recibidos entre dos sistemas, debido a las características de esta interconectividad y envío de datos, existen dos tipos de comunicaciones las denominadas Síncronas y las Asíncronas. En una transmisión síncrona los datos son enviados en bloques el transmisor y el receptor son sincronizados por un o más caracteres especiales denominados caracteres sync.

El puerto serie es un dispositivo asíncrono, en una comunicación asíncrona un bit identifica su bit de comienzo y 1 o 2 bits identifican su final, por lo cual no es necesario ningún carácter de sincronismo.

Los bits de datos son enviados al receptor después del bit de START (comienzo), el bit de menos peso es transmitido primero, un carácter de datos generalmente constan de 7 u 8 bits. Dependiendo de la configuración de la transmisión un bit de paridad es enviado después de cada bit de datos, para corregir algún error en la comunicación se suele utilizar caracteres especiales de datos, finalmente se envían 1 o 2 bits de STOP para finalizar la comunicación.

El circuito integrado que convierte los datos de paralelo a serie y viceversa se denomina UART (transmisor receptor asíncrono universal), la UART de una PC es un circuito integrado que puede ser programado para realizar las comunicaciones serie síncronas o asíncronas.

Ocho bits de datos (D0 a D7), conectan el UART con el bus de datos de la PC, la entrada de chip select (/CS) habilita el circuito integrado cuando es seleccionado por el bus de control del PC. Este circuito integrado tiene dos direcciones internas, una dirección de control y una dirección de datos.

La dirección de control queda seleccionada cuando la entrada C-/D está a nivel bajo. La señal de RESET resetea el circuito integrado, cuando /RD esta a nivel bajo el ordenador lee un byte de control o de datos byte. La señal /WR es habilitada por la PC para escribir un byte. Las dos señales están conectadas a las señales de control del sistema con los mismos nombres.

El UART incluye cuatro registros internos:

- THR: Registro Temporal de Salida
- TSR: Registro de Salida
- RDR: registro de Entrada
- RSR: Registro Temporal de Entrada

Cada carácter a transmitir es almacenado en el registro THR. La UART añade los bits de start y stop, luego copia todos los bits (datos, start y bits de stop), al registro TSR. Para acabar el proceso los bits son enviados a la línea a través de la señal TD.

Cada carácter recibido desde la línea RD es almacenada en el registro RSR. Los bits de start y stop son eliminados y la UART escribe el carácter en el registro RDR. Para acabar con el proceso el carácter es leído por el PC.

3.4. PROTOCOLOS DE ENTRADA Y SALIDA SERIE.

Uno de los aspectos de suma importancia en el mundo de las computadoras hace referencia a la interconexión entre si de distintos sistemas (computadoras entre

computadoras, computadoras con dispositivos específicos, etc.), el primero de los sistemas de este tipo, es decir computadora con computadora en conexión serie presenta un grado de complejidad menor ya que para que exista la comunicación entre estos, solo se requiere un hilo para la comunicación en una dirección y dos hilos para conseguir la bidireccionalidad, lo cual representa un bajo coste en cuanto a hardware, por lo tanto este tipo de interfaz de comunicación se ha convertido en un elemento básico en los sistemas informáticos, tomando en cuenta que hoy en día la mayoría de las áreas tecnológicas fundan su base de funcionamiento, configuración y trabajo en general en los sistemas computacionales.

Debido a que el proceso de comunicación serial, presenta un grado de complejidad muy alto, que como es obvio se debe tomar en cuenta al momento de la entrada y salida de datos, se establecen protocolos de comunicaciones serie.

Un protocolo de comunicaciones es un convenio para la transmisión de datos que incluye funciones de temporización, control, formateado y representación de datos, generalmente se hace una subdivisión de estos protocolos en dos categorías según la cadencia de los datos en un enlace de comunicaciones serie.

- Protocolos Asíncronos
- Protocolos Síncronos

3.4.1. PROTOCOLOS ASINCRONOS.

En un protocolo asíncrono los datos aparecen en el canal en instantes de tiempo arbitrarios, lo cual quiere decir que no existe una relación temporal entre los distintos datos que se envían.

3.4.2. PROTOCOLOS SINCRONOS.

En un protocolo síncrono la cadencia de transmisión de los datos esta gobernada estrictamente por una señal de reloj. Generalmente la transmisión en estos sistemas se realiza carácter a carácter. Tanto en los protocolos asíncronos como en los síncronos, cuando se transmite un carácter, la velocidad de transmisión, usualmente referida como bits por segundo (bps), de cada bit que lo constituye es constante.

Lo que diferencia a los protocolos síncronos de los asíncronos es que en los primeros, la temporización entre la transmisión de los distintos caracteres no es fija. La maquina recibe o envía bytes de información a razón de un bit cada vez, en comunicaciones asíncronas, la temporización entre los bytes de datos no resulta importante, sin embargo la temporización de la secuencia de bits que constituyen un byte es critica. La señal de la línea va oscilando entre un nivel lógico 1 y un nivel lógico 0, lo que significaría que la línea envía una marca cuando el nivel es alto y un espacio si el nivel es bajo.

La línea permanece en posición de marca siempre que no transfiera datos. Al comienzo de una transmisión de un byte, la línea baja a 0 o para indicar el bit de comienzo, a continuación aparecen los 8 bits de datos (a veces menos), en forma de conjunto de condiciones de marcas y espacios.

El último bit de datos va seguido opcionalmente por un bit de paridad utilizado para detectar posibles errores y finalmente la secuencia concluye con uno o más bits de parada, compuestos por una señal de alta, estos bits de parada inician el estado de marca que permanece hasta el comienzo de transmisión del siguiente byte de datos. El número de bits de parada resulta significativo por que establece la mínima cantidad de tiempo que debe transcurrir antes del siguiente bit de comienzo. Lógicamente, las estaciones de transmisión y recepción deberían

utilizar el mismo protocolo para estos patrones de bits, funcionando además a la misma velocidad de transmisión.

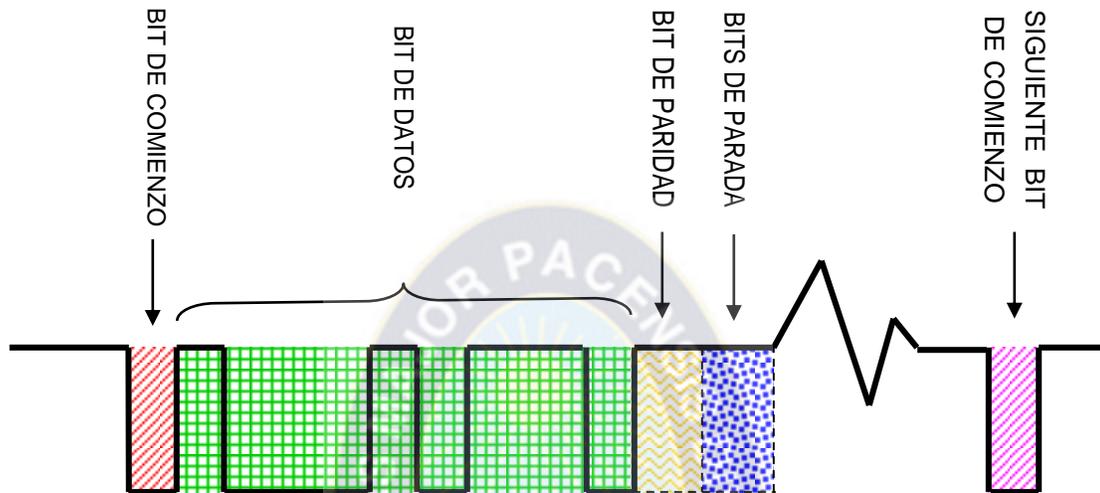


Figura 3.4 Estructura de la información dentro del Protocolo de comunicación asíncrono

3.5. MODELO CONCEPTUAL DE UART.

Las comunicaciones serie resultan tan complejas, que se han diseñado circuitos integrados (chips) especiales para preparar la formación y temporización de las cadenas de bits que constituyen los datos serie.

Uno de estos chips es denominado transmisor receptor asíncrono universal “**UART**”, en caso de que los equipos que se desee comunicar, no cuente o no disponga en su estructura de uno de estos chips, las comunicaciones serie serian extremadamente complicadas. Para tener una mejor comprensión del funcionamiento interno de una UART se debe plantear, la construcción de una partiendo de una configuración muy simple, a la que se le añadirán funciones paulatinamente su desarrollo.

En primera instancia se debe tomar en cuenta que el UART, debe aceptar datos en paralelo y enviarlos en forma serie, o recibir datos en serie y devolverlos en paralelo, poniendo especial énfasis en la función de transmisión, se puede describir que la conversión paralelo – serie se puede implementar, mediante un registro de desplazamiento, que a partir del dato paralelo y un tren de pulsos de reloj se genera la señal que se espera.

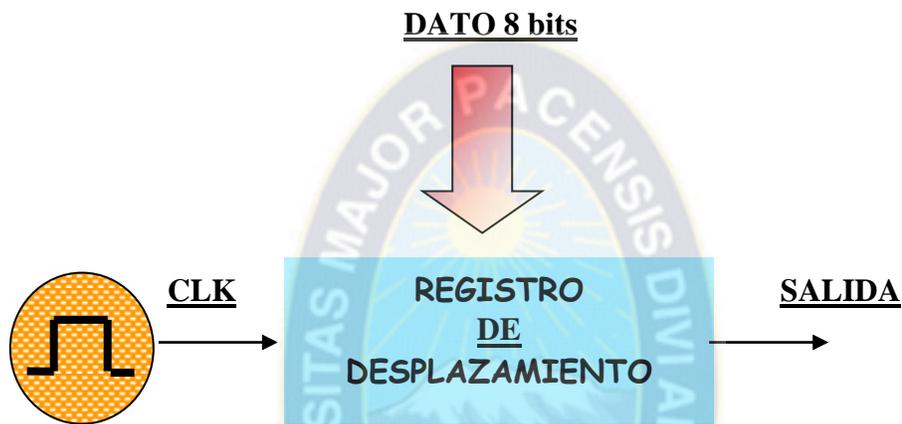


Figura 3.5 Estructura básica del UART

Si observamos la forma de generar la señal de reloj en la figura anterior, se puede notar que la velocidad de transmisión sería fija, pero resultaría más interesante generar una frecuencia fija, pero para trabajar con velocidades derivadas de ella, se podría dividir la frecuencia original por un valor, así por ejemplo si se toma el valor de 16 bits se necesitaría 2 registros de 8 bits cada uno para almacenarlo: El registro divisor más significativo o DML (divisor latch MBS) y el registro divisor menos significativo o DLL (divisor latch LBS).

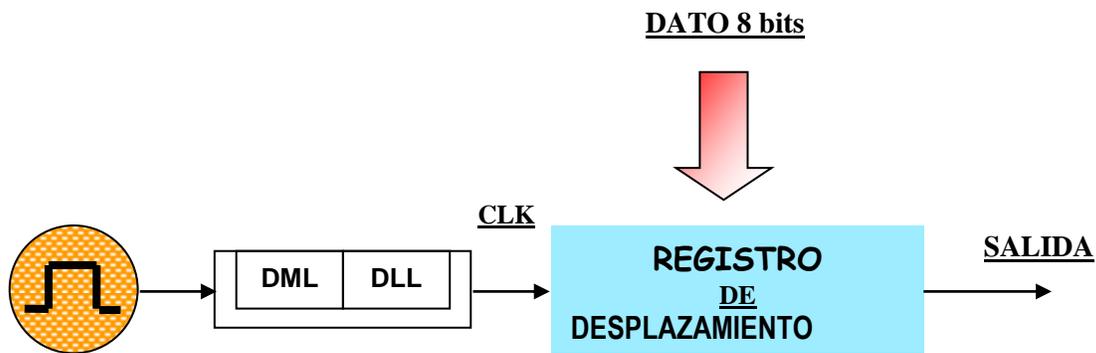


Figura 3.6 DML y DLL permiten una velocidad variable en el UART

También se debe considerar que la CPU, le envía un dato a la UART para que lo transmita y que cuando la UART termina su tarea informa de alguna manera a la CPU de que está libre para recibir otro dato. La CPU enviaría entonces el nuevo dato a transmitir. Pero durante el tiempo que pasa entre que la CPU se da por enterada y envía el nuevo dato la UART esta inactiva y por lo tanto el canal serie desaprovechado.

Una solución a este problema sería que la UART, dispusiese de uno o varios registros de almacenamiento de forma que avisase a la CPU, no cuando se vacía el registro de desplazamiento, sino cuando tuviese un hueco en los registros de almacenamiento.

Por simplicidad se debe considerar que la UART, tiene un único registro dedicado a esta función: el registro de retención de transmisión o THR, de esta manera se puede estar transmitiendo el dato almacenado en el registro de desplazamiento ya al mismo tiempo avisar a la CPU de que tenemos el THR vacío para que el siguiente dato que se transmita en cuanto acabemos con el actual.

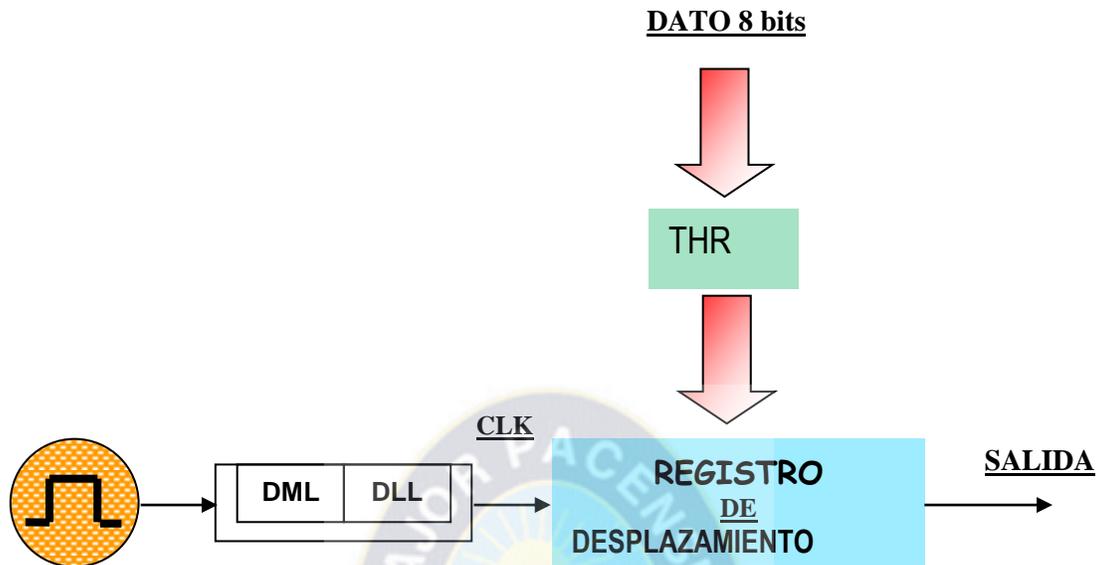


Figura 3.7 El THR almacena el dato que se va a transmitir

De esta forma cuando el registro de desplazamiento termina la transmisión de un dato, que se encuentra en el THR avisa a la CPU de que puede enviar un nuevo dato al THR (ya que éste está vacío) y empieza a transmitir. La CPU dispone de todo el tiempo que dure la transmisión de un dato para reponer un dato en el THR si se quiere que el canal esté aprovechado al máximo

Para que la CPU pueda enterarse de que el THR o el registro de desplazamiento están vacíos necesitamos almacenar esa información en un registro de estado de línea o LSR. Mediante la lectura del LSR la CPU podrá averiguar el estado del transmisor. En cuanto a la recepción se debe considerar algunos aspectos muy importantes que son los siguientes:

- El receptor debe informar, cuando encuentre algún error en la trama (si no encuentra el bit de stop donde lo esperaba) o cuando la línea se encuentre a nivel bajo durante demasiado tiempo (condición de break).

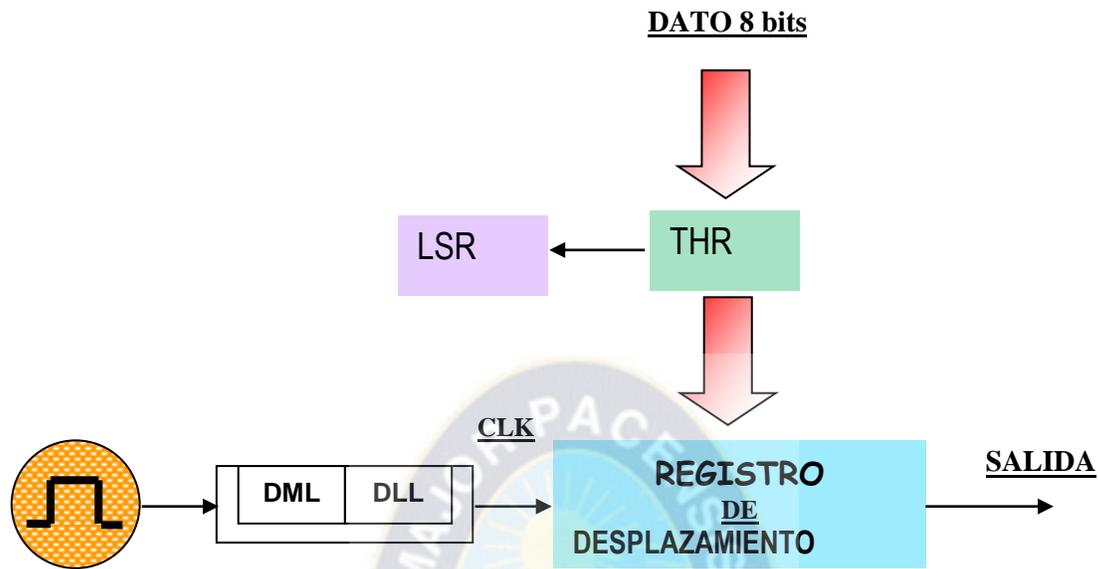


Figura 3.8 El LSR informa el estado de la transmisión

- Todas las causas de error deben ser susceptibles de generar una interrupción a la CPU, además la lectura del LSR deberá informar a la CPU del error concreto acaecido.
- Cuando comience la recepción de un nuevo dato se debe apresurar el flujo del antiguo dato que se encuentra en el registro de desplazamiento. Se hace por tanto necesario implementar algunos registros destinados a almacenar los datos que se van recibiendo, por simplicidad se debe considerar que la UART tan solo tiene un solo registro, destinado a ese fin, el registro de almacenamiento del receptor o RBR (registro amplificador del receptor). La CPU tendrá por tanto el tiempo que tarda un dato en ser admitido completamente en el registro de desplazamiento del receptor para sacar el antiguo dato del RBR. Pasado este tiempo el contenido del RBR será apresurado por el nuevo dato. El LSR debe informar a la CPU del estado del RBR y se ha producido una sobre escritura del mismo. Además es conveniente que se pueda generar una interrupción cuando exista un nuevo dato en el RBR.
- Por ultimo el reloj que gobierna el registro de desplazamiento del receptor

puede ser el mismo que el del transmisor o puede provenir del sistema que nos envía los datos. En este último caso siempre se debe usar el mismo reloj que el del transmisor si se dispone de una salida auxiliar que nos proporcione esa señal y que pueda ser conectada a la entrada de reloj de la UART.

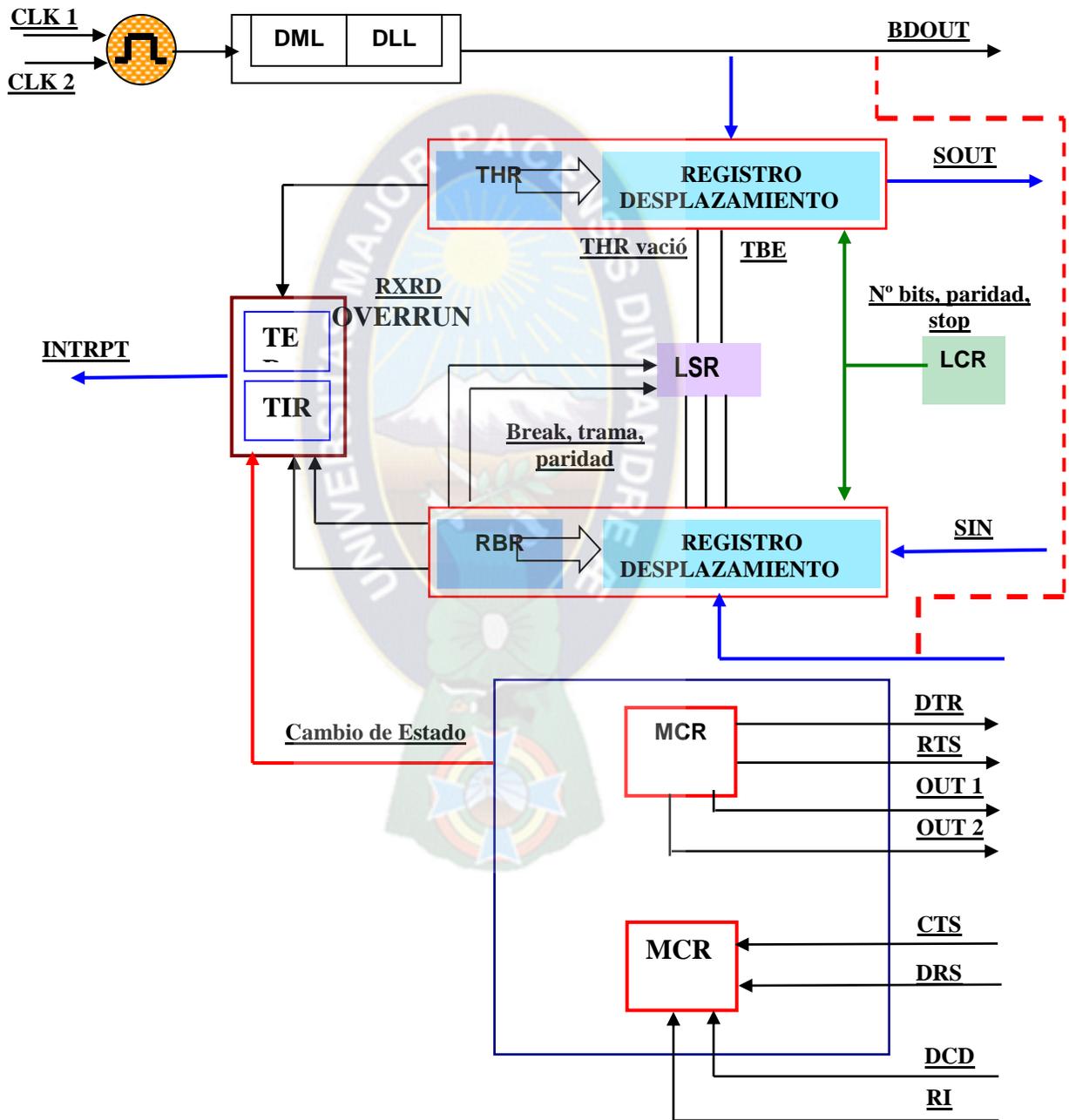


Figura 3.9 Esquema completo de una UART

3.6. ESTRUCTURA DEL PUERTO SERIE.

Lo más importante del puerto serie de comunicaciones se denota cuando este estándar define las funciones específicas de cada pin dentro de la estructura general de este, las características de los pines y su nombre típico son de la siguiente manera:

SIGLA	NOMBRE	FUNCION
DCD	Detección portadora	Entrada
RXD	Recepción de Datos	Entrada
TXD	Transmisión de Datos	Salida
DTR	Terminal de datos listo	Salida
SG	Tierra	Referencia señales
DSR	Equipo de datos listo	Entrada
RTS	Solicitud envió datos	Salida
CTS	Libre para envió	Entrada
RI	Indicador de llamada	Entrada

Tabla 3.2 Estructura general puerto serie

Los pines encargados de la transferencia de los datos tanto en transmisión como en recepción son RXD y TXD, el pin DTR indica que el ordenador esta encendido, el pin DSR que el dispositivo conectado al puerto esta encendido, el pin designado como RTS nos indica que el ordenador al no estar ocupado puede recibir datos, a la inversa del pin CTS que informa que el dispositivo esta dispuesto para la recepción de datos, el pin asignado como DCD detecta que existen presencia de datos para su recepción.

En la tabla siguiente se define, la asignación de los pines y sus funciones, en las dos presentaciones físicas del puerto serial, es decir conector DB-9 y DB-25.

DESCRIPCION	DB-25	DB-9	SIGLA	CONTROL
LÍNEA DE DATOS				
Transmisión de Datos	2	3	TXD	DTE
Recepción de Datos	3	2	RXD	DCE
LÍNEA DE INDICADORES DE ALIMENTACIÓN ENCENDIDA				
Equipo de datos listo	6	6	DSR	DCE
Terminal de datos listo	20	4	DTR	DTE
LÍNEAS QUE ANUNCIAN QUE HA OCURRIDO UN EVENTO EXTERNO				
Detección portadora	8	1	DCD	DCE
Indicador de llamada	22	9	RI	DCE
LÍNEAS DE LISTO PARA ENVIAR / RECIBIR SECUENCIA DE ENLACE				
Solicitud envió datos	4	7	RTS	DTE
Libre para envió	5	8	CTS	DCE
LÍNEAS DE TIERRA				
Tierra	7	5	SG	
Tierra de Protección	1		FG	

Tabla 3.3 Asignación de pines y configuración general puerto serie

Para controlar al puerto serie, la CPU emplea direcciones de puertos de E/S y líneas de interrupción (IRQ). En el UART se eligieron las direcciones 3F8h (0x3f8) e IRQ 4 para el COM1, y 2F8h e IRQ 3 para el COM2.

El estándar del PC llega hasta aquí, por lo que al añadir posteriormente otros puertos serie, se eligieron las direcciones 3E8 y 2E8 para COM3-COM4, pero las IRQ no están especificadas. Cada usuario debe elegir las de acuerdo a las que tenga libres o el uso que vaya a hacer de los puertos serie (por ejemplo, no importa compartir una misma IRQ en dos puertos siempre que no se usen conjuntamente, ya que en caso contrario puede haber problemas). Es por ello que últimamente, con el auge de las comunicaciones, los fabricantes de PCs incluyen un puerto especial PS/2 para el ratón, dejando así libre un puerto serie.

Antes de iniciar cualquier comunicación con el puerto serial RS232 se debe determinar el protocolo a seguir dado que el estándar del protocolo no permite indicar en que modo se esta trabajando, es la persona que utiliza el protocolo el que debe decidir y configurar ambas partes antes de iniciar la transmisión de datos.

Siendo los parámetros a configurar los siguientes:

- Protocolo serie (número bits-paridad-bits stop)
- Velocidad de puerto
- Protocolo de control de flujo (RTS/CTS o XON / XOFF).

Para la visualización de las señales y la comunicación del PC con el UART es necesario unas rutinas macro que gestione el software del micro así como un programa base para el PC que gestione el control dentro del Ordenador

El programa adecuado para el control del puerto serie desde el PC y así lograr la utilización del interfaz de asignación de frecuencia de equipos de comunicación será diseñado y especificado en el capítulo siguiente.

El puerto serie de cualquier equipo de computación maneja niveles lógicos muy distintos a los niveles comúnmente utilizados por los equipos que precisan de este medio para realizar la comunicación con el mencionado equipo, entendiéndose que ésta comunicación se la realiza para configuración, calibración y como en éste caso en particular los equipos de comunicación lo usan para realizar una asignación de frecuencia y para establecer parámetros generales en los sistemas de comunicación privada, a continuación se propone de manera general un circuito que es capaz de realizar la corrección de niveles lógicos, los cuales podrán ser utilizados par realizar las funciones que se detallaron anteriormente.

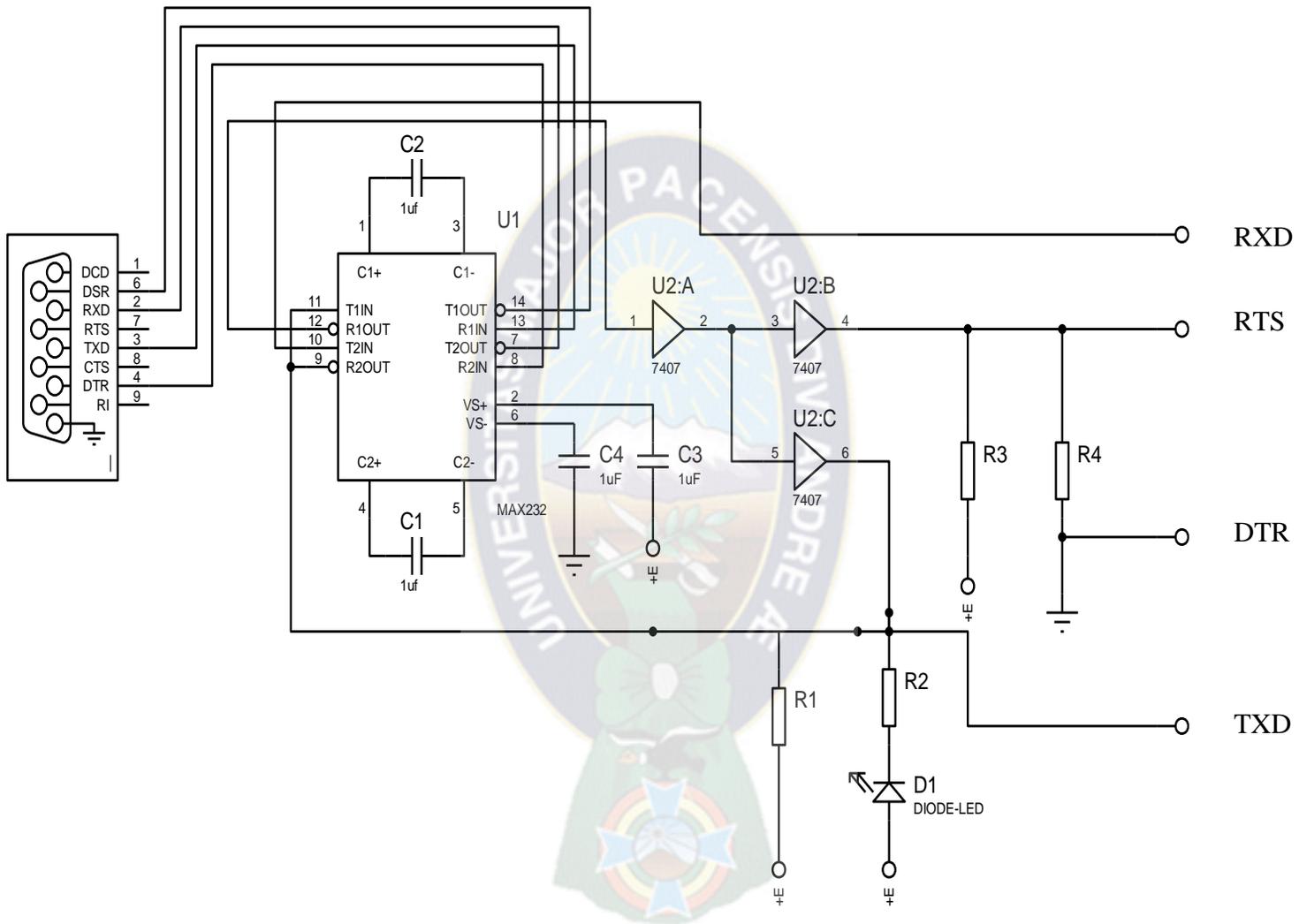


Figura 3.10 Circuito para la corrección de niveles lógicos

El circuito de la figura 3.4, utiliza en su estructura un CI MAX-232 como interfaz de comunicación y adaptación de los niveles lógicos generados por el equipo de computación los cuales serán utilizados adecuadamente por el equipo terminal de los datos (radiotransmisor).

Los niveles lógico corregidos y generados por el MAX-232, son aplicados en su salida mediante un BUFFER a las salidas de recepción y transmisión de datos que como es lógico suponer realizaran la función del envío y recepción de datos tanto de control como de administración adecuada del puerto serie, también se tiene que considerar la conexión de solicitud de envío de datos (RTS), el cual gestionara de manera directa la comunicación con el equipo que debe procesar estos, el terminal de datos listo nos indicara o señalizara la predisposición del equipo receptor de los datos para entablar comunicación y de esta manera transferir los datos necesarios.



CAPITULO 4

INGENIERIA DEL PROYECTO

4.1. ANTECEDENTES.

Un interfaz universal de programación permite programar (asignar frecuencia de funcionamiento y operación), de diversos equipos de radios bidireccionales, de las marcas usualmente utilizadas en nuestro medio. Es una interfase programadora muy versátil, que incluye en un solo equipo todas las funciones que cumplen los respectivos programadores de las marcas mencionadas.

Mediante este equipo normalmente se puede acceder a consultar y modificar las frecuencias de los equipos de radio siendo programados, los subtonos, los diferentes tipos de codificación, las características personalizables de cada equipo, como ser: tiempos máximo de transmisión, tiempos de penalización por exceso del tiempo anterior, canales prioritarios y no prioritarios, funciones de escaneado automático de canales, canal principal, separación de frecuencias TX/RX para configuraciones de repetidoras y equipos usados con las mismas, configuración de canales de trunking.

Algunos equipos también permiten ajustar parámetros tales como: Potencia de transmisión, sensibilidad de squelch, ganancia de micrófono, volumen de parlantes y auriculares, funciones de cada pines en los conectores de accesorios y en el "Option Board" o placa de opciones.

Las funciones disponibles en cada modelo dependen del equipo específicamente, y no todas están disponibles en todos los casos, siendo este aspecto de absoluta responsabilidad de los fabricantes de los equipos de comunicación bidireccionales.

4.2 DISEÑO DEL INTERFAZ DE PROGRAMACIÓN DE FRECUENCIA.

El interfaz de programación universal, esta destinado en su utilización con una computadora que cuente con un puerto serial (estándar RS-232), para la programación y asignación de frecuencia de operación de equipos de comunicación bidireccionales, generalmente con un software adecuado para este propósito.

La asignación de la frecuencia de operación en los equipos de comunicación se la realiza, mediante

La estructura general de este interfaz de programación, consiste en un esquema invertido de los niveles de señal, es decir el de transmisión y recepción, esto se debe a una lógica en el puerto serial, (estándar RS-232), donde el nivel 1 lógico es un nivel de baja tensión (-12v), y el 0 lógico representa un nivel de alta tensión (+12v), con lo cual se garantiza una correcta transformación de niveles de tensión adecuados para la circuitería interna del equipo de radiocomunicación para su programación y asignación de frecuencia de operación, cuyos niveles de tensión aceptados corresponden al estándar TTL.

Como ya se mencionó en un capítulo anterior la circuitería interna del equipo de comunicación, en cuanto a su etapa de control, consta de un microprocesador con una memoria EEPROM, la cual utiliza para almacenar los datos necesarios para su perfecto funcionamiento dentro de un sistema de comunicación. Esta memoria auxiliar generalmente tiene una capacidad de 0.5 MB, la cual es suficiente para almacenar los datos inherentes a la frecuencia de operación con su respectiva asignación de canales, asignación de tonos (analógicos y digitales), modo de funcionamiento, etc. En la figura 4.1 se puede observar el esquema general del circuito del interfaz de programación.

**PUERTO SERIE
DB-25 o DB-9**

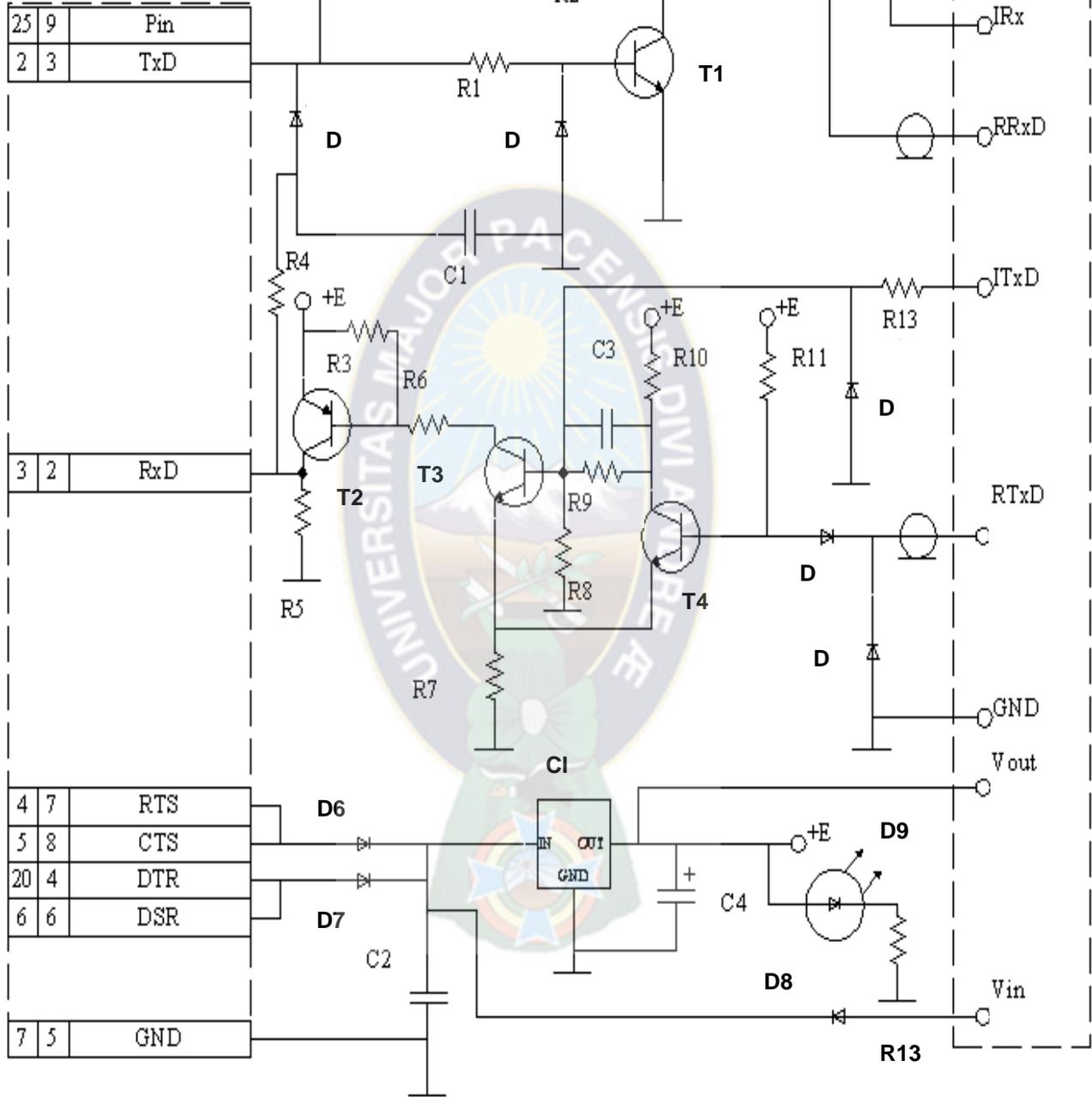


Figura 4.1 Circuito esquemático interfaz de programación

De acuerdo al circuito esquemático antes descrito, se tiene la siguiente relación de los componentes utilizados en este circuito:

Descripción	Código	Cantidad	Valor
Resistencia	R1, R3, R4	3	47 K Ω
Resistencia	R2	1	33 K Ω
Resistencia	R5	1	100 K Ω
Resistencia	R6, R7	2	470 K Ω
Resistencia	R8, R9	2	150 K Ω
Resistencia	R10, R12	2	10 K Ω
Resistencia	R11	1	270 K Ω
Resistencia	R13	1	5,6 K Ω
Capacitor	C1, C2	2	0,1 μ F
Capacitor	C3	1	22 nF
Capacitor	C4	1	4,7 μ F
Transistor	T2	1	BC 857B
Transistor	T1, T3, T4	3	BC 847B
Diodo	D1 – D8	8	1N 4148
Diodo	D9	1	Led rojo
Circuito Integrado	CI	1	LM 7805
Conector DB-9	-----	-----	-----

Tabla 4.1 Relación de componentes utilizados

Como se observa en el circuito esquemático del interfaz de programación, la señal que transmite el puerto serial no será adecuadamente procesado por el equipo de comunicación, esto debido a los niveles de voltaje que maneja con relación a sus niveles lógicos, por tal razón a continuación se propone un circuito que realiza esta corrección, como se observa en la figura 4.3 el cual es esencialmente implementado en base a un circuito integrado MAX-232, el cual dispone internamente de 4 conversores de niveles TTL a estándar RS-232. Además de

sus características técnicas que lo hacen útil para realizar este proceso de conversión de niveles lógicos necesarios para la implementación del presente trabajo.

Como ya se mencionó, el circuito integrado MAX-232 lleva internamente dos conversores de niveles lógicos TTL a RS-232 y dos conversores de niveles lógicos RS-232 a TTL, lo cual quiere decir que se pueden manejar cuatro señales del puerto serie del PC, que por lo general son las siguientes: RXD, TXD, RTS y CTS, estas dos últimas utilizadas para la transferencia de datos punto – punto por lo tanto no son necesarias para nuestro caso.

Para que el CI MAX-232, funcione correctamente este debe estar polarizado de manera externa con cuatro capacitores electrolíticos, tal como se observa en la figura 4.2, en la cual se han cableado las líneas RXD y TXD que son las comúnmente utilizadas para la transmisión y recepción de datos del PC a cualquier dispositivo, de manera específica los condensadores electrolíticos utilizados por el circuito integrado son de 1 micro faradio para llegar hasta una velocidad de hasta 120 kbps o de 100 nano faradios, para llegar a una velocidad de transferencia de 64 kbps. Para el CI MAX-232A los capacitores pueden ser de 100 nano faradios para conseguir una velocidad de transferencia de datos de hasta 200 kbps.

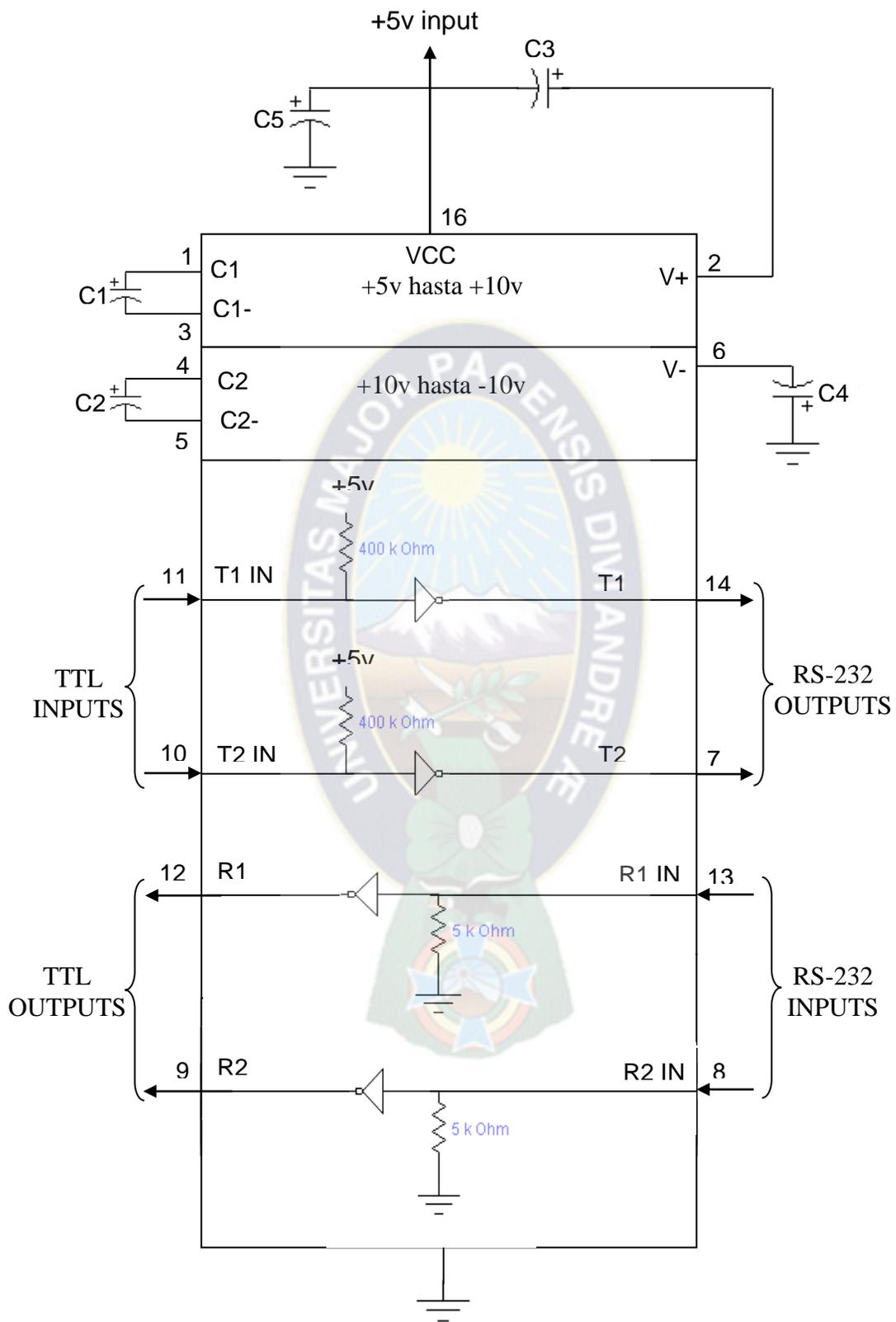


Figura 4.2 Configuración general de CI MAX-232

El circuito propuesto además, de un CI MAX-232 esta asociado en este caso a un CI 7407 el cual es un buffer, el cual trabaja con niveles de señal TTL, este buffer cumple la función de protección y proveerá a las señal proveniente del MAX-232 de un nivel adecuado para su procesamiento en la etapa final del circuito interfaz de la figura 4.1.

4.3 ANALISI GENERAL DEL CIRCUITO.

4.3.1. ESTADO LATENTE DEL PUERTO SERIE.

- En este estado el puerto serie se encuentra inactivo.
- En este punto la salida TXD toma un voltaje negativo dentro del rango de la norma RS232 (-12v).
- El capacitor C1 se carga con un voltaje negativo (-12v) por medio de D1.
- El transistor Q1 entra en corte dando lugar a que en RRXD aparezca un 1 lógico, esto mediante el resistor R2.
- A IRX le llega el mismo potencial que en TXD mediante el resistor R2.
- En estado latente la salida RTXD está en estado lógico 1 (+5v), esto deja que el transistor Q4 quede saturado haciendo que Q3 quede en corte, al estar Q3 en corte se comporta como circuito abierto dando lugar a que la base de Q2 tenga una referencia positiva (+5v) haciendo que este también quede en corte de modo tal que el voltaje que llega a RXD es un voltaje negativo que resulta de el divisor de tención entre R4 y R5, el voltaje negativo se lo obtiene del capacitor C1.

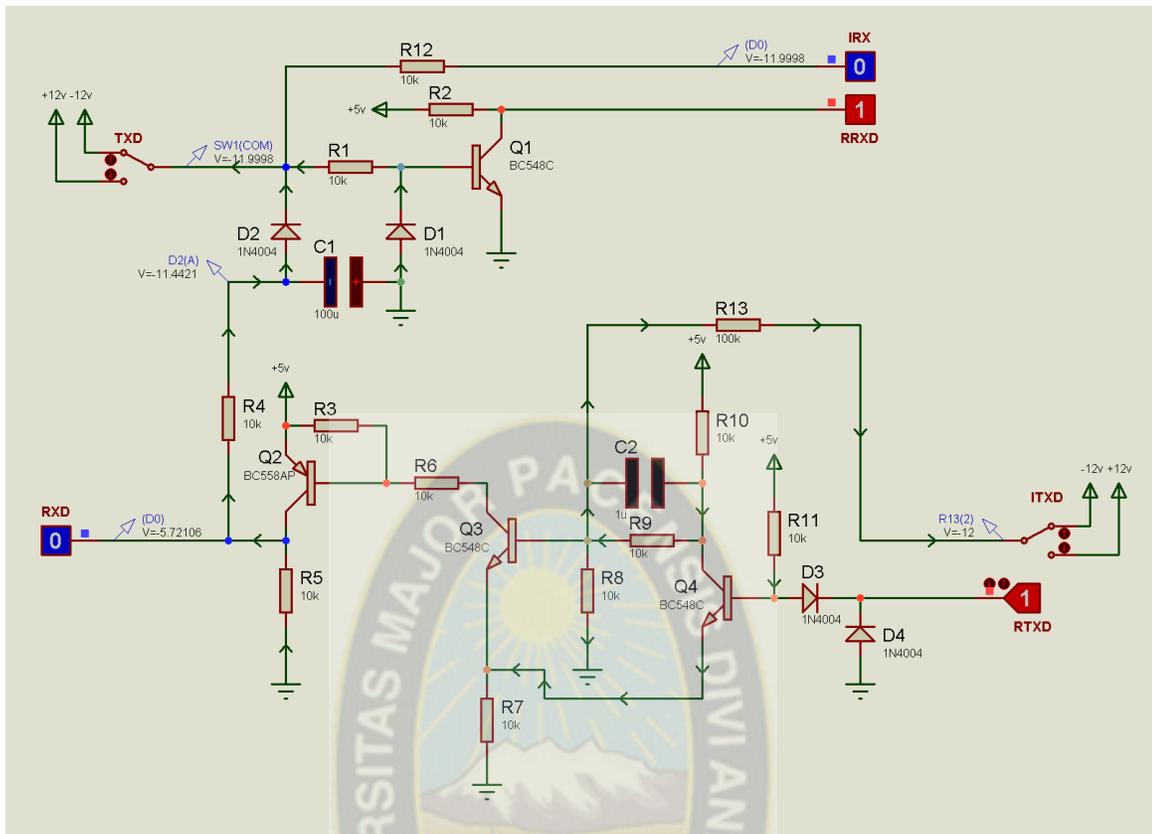


Figura 4.3 Estado latente del puerto serie.

4.3.2. CUANDO TXD CAMBIA DE ESTADO.

- Cuando TXD cambia de estado (+12v), el transistor Q1 entra en saturación mediante la resistencia R1 haciendo que en RRXD exista un nivel lógico de 0.
- En IRX de obtiene el mismo valor que en TXD esto mediante R12.
- El diodo D2 queda polarizado inversamente, por tanto el capacitor C1 puede mantener su carga y su voltaje (esto dependiendo de los valores de R4, R5 y C1).

4.3.3 ITX CAMBIA EL ESTADO Y RTX SE MANTIENE EN ESTADO LATENTE.

- Cuando ITX cambia de estado (+12v) y RTX está en nivel alto, el transistor Q4 sigue en saturación mediante el resistor R11, por tanto el transistor Q3 estará en corte, por lo tanto Q2 también estará en corte y pin RXD no cambia de valor.

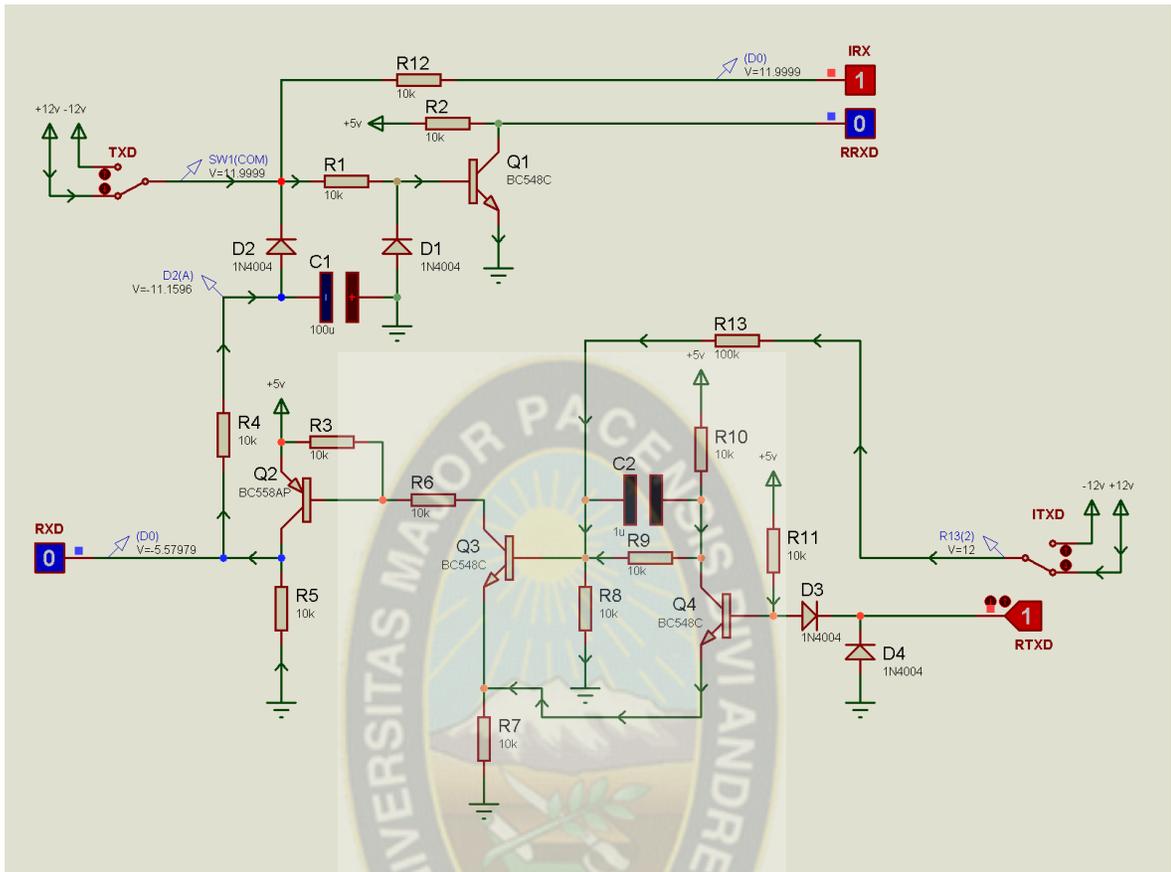


Figura 4.4 Cambios de estado IRX, ITXD, RXD.

4.3.4 ITXD EN ESTADO LATENTE Y RTXD CAMBIA A NIVEL BAJO.

- En estado latente ITXD tendrá en voltaje negativo (+12v), RTXD cambia a un cero lógico (0v), el transistor Q4 entra en corte (esto siempre y cuando el voltaje del diodo D3 sea inferior a 0.5v), el transistor Q3 estará en estado de corte, esto debido a el voltaje de ITXD (-12v) y el resistor R13, por lo tanto Q2 también estará en corte y la salida RXD no cambiara de valor.

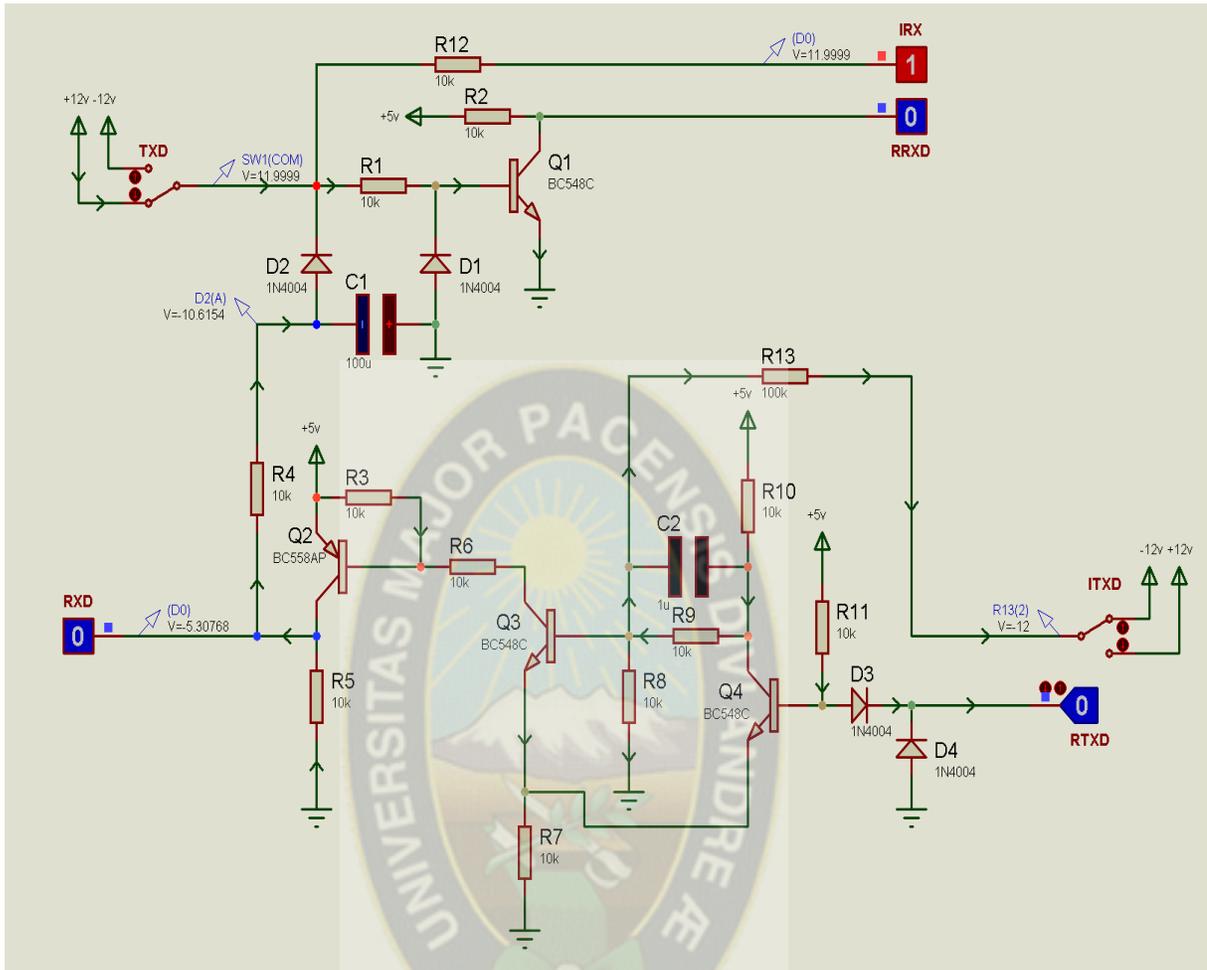


Figura 4.5 Cambio de estado IRX, ITXD, RXD.

4.4 FUNCIONAMIENTO GENERAL DEL CIRCUITO.

Como ya se mencionó en un capítulo anterior, el puerto serie de cualquier equipo de computación maneja niveles lógicos muy distintos a los niveles comúnmente utilizados por los equipos que precisan de este medio para realizar la comunicación con el mencionado equipo, entendiéndose que esta comunicación se la realiza para configuración, calibración y como en este caso en particular los equipos de comunicación lo usan para realizar una asignación de frecuencia y para establecer parámetros generales en los sistemas de comunicación privada.

De manera general la utilización del interfaz de programación se presenta en la figura 4.6, donde se describe de manera general el uso del equipo interfaz de programación.



Figura 4.6 Modo de aplicación de interfaz de programación.

De acuerdo al modelo de transceptor, el uso del interfaz de programación utilizará determinados pines o puntos de conexión los cuales se acoplarán directamente a la etapa del microprocesador interno de el equipo el cual incluye una memoria tipo EEPROM, lugar donde se almacenan los datos necesarios para su buen funcionamiento, se debe tomar en cuenta que cuando se usa una interfaz de programación este debe ser capaz tanto de la lectura existente en la memoria del

equipo transceptor, como la escritura de datos en este mismo lugar de almacenamiento, de acuerdo a estas características se puede describir el circuito de la figura 4.1, de la siguiente manera:

- El pin TXD, (Transmisión de datos) es aplicado a un circuito amplificador en emisor común, compuesto por T1, R1, R2 y R12, que cumple la función de proveer de un nivel adecuado de tensión a la señal que se dirige hacia el terminal RXD del equipo transceptor, este proceso se describe en el diagrama de estados de la figura 4.7, donde se envían primeramente 4 bits más significativos que representan los bits de paridad y de parada consecutivamente se envían los bits de datos que son los que contienen la información necesaria para su escritura en la memoria del equipo receptor.

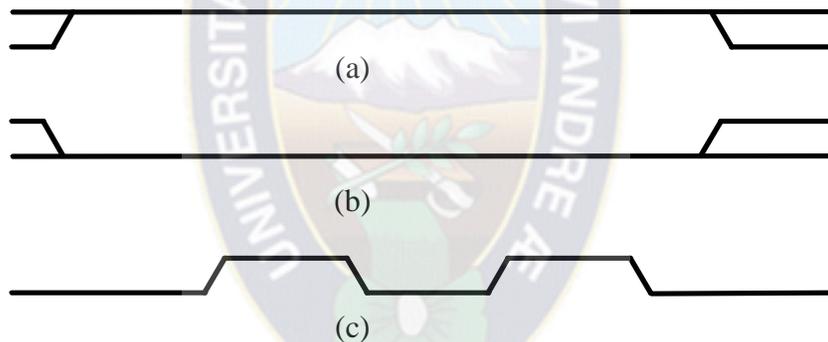


Figura 4.7 Diagrama de estados de la etapa de transmisión de datos
(a) Bits de paridad y de parada nivel alto
(b) Bits de paridad y de parada nivel bajo
(c) Bits de datos

- El pin RXD, (Recepción de datos) es aplicado a un circuito amplificador en diferencial, compuesto por T2, T3, T4, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10 y R11, en esta etapa se debe tomar muy en cuenta que una vez que los datos han sido transmitidos desde el computador hasta el equipo transceptor, para que exista una lectura de estos a partir del lugar donde se almacenaron estos, el interfaz trabaja conjuntamente con los pines RTS, CTS, DTR y DSR, los cuales son los encargados de gestionar una buena comunicación tanto para la transmisión como para la lectura de los datos

que se requiere gestionar tanto para la programación y calibración del equipo transceptor.

El proceso de lectura y escritura en la memoria EEPROM del equipo transceptor se describe en el diagrama de estados de la figura 4.8, como se ve a continuación

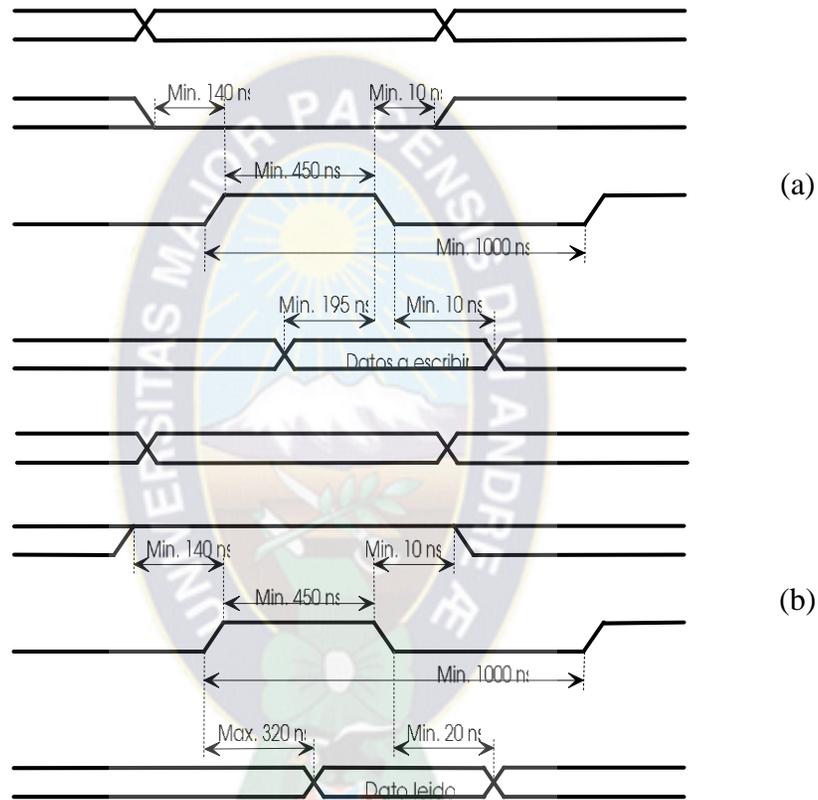


Figura 4.8 Diagrama de estados de la etapa de lectura y escritura de datos
 (a) Proceso de lectura de datos en equipo transceptor.
 (b) Proceso de escritura de datos en equipo transceptor.

4.5 DESARROLLO DEL SOFTWARE DEL INTERFAZ DE PROGRAMACIÓN.

El software de programación, es desarrollado en el lenguaje de programación C++, tomando en cuenta que éste lenguaje, nos ofrece grandes facilidades a la hora de trabajar con puertos de entrada y salida de datos, en nuestro caso en particular para la programación de equipos transceptores.

A continuación se muestra el código fuente de dicho programa, donde se debe tomar en cuenta parámetros como ser: frecuencia de transmisión, frecuencia de recepción canales de programación (parámetro propio de la marca y modelo de equipo de radio transmisión), etc.

4.5.1 CODIGO FUENTE.

```
#include <stdio.h>
#include <software de programacion>

#define FALSE 0
#define TRUE !FALSE

double fact( int x )
{
    if(x<=1)
        return(1);
    return( (double) x * fact( x-1 ) );
}

double pot( int x, int n )
{
    if(n==0)
        return(1);
    return( (double) x * pot( x, n-1 ) );
}

void main()
{
```

```

int expon,i,boolea=FALSE;
long int numiter;
double total=0.0,totexact,error;
printf( "\nintroduzca el numero de iteraciones:" );
scanf( "%ld%c", &numiter );
printf( "\nintroduzca el exponente:" );
scanf( "%d%c", &expon );
if(expon<0)    /*la frecuencia de transmision*/
{
    expon=-expon; /*que invertir el resultado*/
    boolea=TRUE;
}
for(i=0; i<=numiter; i++)
    total+=pot( expon, i)/fact( i );
if(boolea)
{
    total=1.0/total;
    expon=-expon;
}
/*Calculo del error*/
totexact=exp( expon );    /*funcion definida en math.h*/
error=(totexact-total)*100.0/totexact;
if (error<0.0)
    error=-error;
printf( "\nLa suma resultante es %.15e.\n", total );
printf( "\nEl error porcentual es %.7e.\n", error );
}

void cambiar_de_base(int num, int base)
{
    if(num/base>0)
        cambiar_de_base(num/base, base);
    printf( "%d", num%base);
}

```

```

void main()
{
    int n,b;
    /*Pide el numero*/
    printf("\nIntroduzca frecuencia rx :\n");
    scanf("%d%c",&n);
    /*Pide la base*/
    printf("\nIntroduzca frecuencia tx:\n");
    scanf("%d%c",&b);
    if((n<0)||b<=1||b>10)
        printf("\nError: datos incorrectos\n");
    else/*Los datos son correctos*/
    {
        printf("\nNumero convertido: ");
        if(n==0)/*Caso especial*/
            printf("0");
        else
            cambiar_de_base(n,b);
    }
    printf("\n");
}

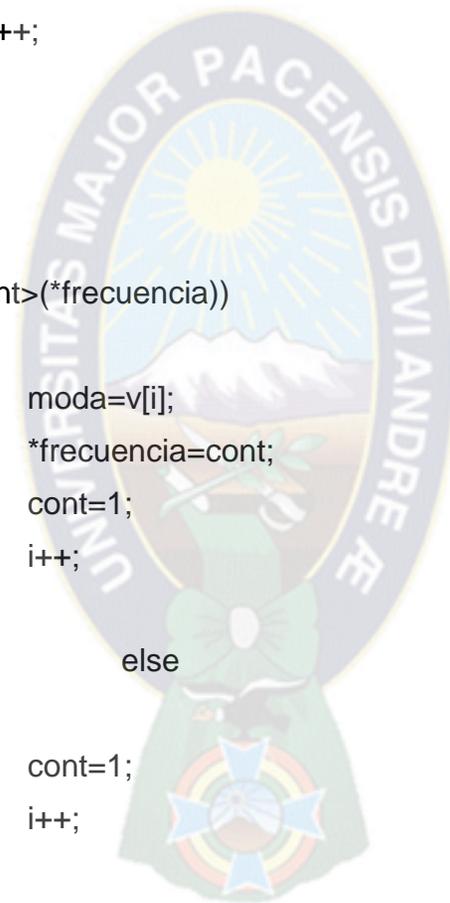
int i;
float media=0;
for(i=0;i<lon; i++)
    media+=v[i];
    media/=lon;
return(media);
{
    if (lon%2)
        return(v[lon/2]);
    else
        return((v[(lon/2)-1]+v[lon/2])/2);
}

```

```

int i=0, cont=1;
float moda;
moda=v[i];
while(i<lon)
{
    /*Si se repite el numero/
    if(v[i]==v[i+1])
    {
        cont++;
        i++;
    }
    else
    {
        if(cont>(*frecuencia))
        {
            moda=v[i];
            *frecuencia=cont;
            cont=1;
            i++;
        }
        else
        {
            cont=1;
            i++;
        }
    }
}
return(moda);
}
void main()
{
    int i, n, frec=1;
    float vector[MAXNUM];

```



```

/*Introduce los datos*/
printf("\nIntroduzca la longitud del vector:\n");
scanf("%d%c", &n);
printf("\nIntroduzca los numeros ordenados de menor a mayor:\n");
for(i=0;i<n;i++)
    scanf("%f%c", &vector[i]);
printf("\nMedia: %f\n",media(n,vector));
printf("\nMediana: %f\n", mediana(n,vector));
printf("\nModa: %f",moda(n,vector,&frec));
printf("\nAparece %d veces\n",frec);
}
/*Se utiliza la propiedad: si a>b, mcd(a,b)=mcd(a-b, b)*/
int mcd1_iter (int m, int n)
{
    int r;
    while(r!=0)
    {
        r=m%n;
        m=n;
        n=r;
    }
    return(m);/*m es el ultimo resto no nulo*/
}
int mcd1_rec (int m, int n)
{
    int r;
    r=m%n;
    if (r==0)
        return(n);
    else
        return(mcd1_rec(n,r));
}
int mcd2_iter (int m, int n)

```

```

{
    while(m!=n)
    {
        if(m>n)
            m=m-n;
        else
            n=n-m;;
    }
    return(m);
}
int mcd2_rec (int m, int n)
{
    if(m==n)
        return(m);
    else if (m>n)
        return(mcd2_rec (m-n,n));
    else
        return(mcd2_rec (m,n-m));
}
void main()
{
    int m, n;
    /*Pide las frecuencias*/
    printf("\nintroduzca dos frecuencia:\n");
    scanf("%d%c%d%c",&m, &n);

    /*Antes comprueba que sean positivos*/
    if((m<=0)||n<=0)
        printf("\nError: Hay algun dato no positivo\n");
    /*Calcula el mcd*/
    else
    {
        printf("\nEl mcd es %d.\n", mcd1_iter(m,n));
    }
}

```

```

        printf("\nEl mcd es %d.\n", mcd1_rec(m,n));
        printf("\nEl mcd es %d.\n", mcd2_iter(m,n));
        printf("\nEl mcd es %d.\n", mcd2_rec(m,n));
    }
}
{
    int suma=0;
    while(n>0)
    {
        suma+=(n%10);
        n/=10;
    }
    return (suma);
}
int raiz_digital(int n)/*Calcula y devuelve la la frecuencia digital*/
{
    while(n>9)/*la frecuencia tiene mas de una cifra*/
        n=suma_digitos(n);
    return(n);
}
void main()
{
    int a;
    /*Pide el numero*/
    printf("\nIntroduzca un numero:\n\n");
    scanf("%d%c",&a);

    /*Antes comprueba si es un numero natural*/
    if(a<0)
        printf("\nError: numero negativo\n");
    else
    {
        /*si la raiz digital es multiplo de 3, tambien lo es el numero*/

```

```

        if((raiz_digital(a)==0)||((raiz_digital(a)==3)||
            (raiz_digital(a)==6)||((raiz_digital(a)==9)))
            printf("\n%d es multiplo de 3\n", a);
            else
            printf("\n%d no es multiplo de 3\n", a);
        }
double fact( int x )
{
    if(x<=1)
        return(1);
    return( (double) x * fact( x-1 ) );
}

double pot( int x, int n )
{
    if(n==0)
        return(1);
    return( (double) x * pot( x, n-1 ) );
}

void main()
{
    int expon,i,boolea=FALSE;
    long int numiter;
    double total=0.0,totexact,error;
    printf( "\nintroduzca el numero de iteraciones:" );
    scanf( "%ld%c", &numiter );
    printf( "\nintroduzca el exponente:" );
    scanf( "%d%c", &expon );

    if(expon<0)    /*la frecuencia de transmision*/
    {
        expon=-expon; /*que invertir el resultado*/
        boolea=TRUE;

```



```

}
for(i=0; i<=numiter; i++)
    total+=pot( expon, i)/fact( i);
if(boolea)
{
    total=1.0/total;
    expon=-expon;
}
/*Calculo del error*/
totexact=exp( expon );    /*funcion definida en math.h*/
error=(totexact-total)*100.0/totexact;
if (error<0.0)
    error=-error;
printf( "\nLa suma resultante es %.15e.\n", total );
printf( "\nEl error porcentual es %.7e.\n", error );
}
void cambiar_de_base(int num, int base)
{
    if(num/base>0)
        cambiar_de_base(num/base, base);
    printf( "%d", num%base);
}
void main()
{
    int n,b;
    /*Pide el numero*/
    printf("\nIntroduzca frecuencia :\n");
    scanf("%d%c",&n);
    /*Pide la base*/
    printf("\nIntroduzca frecuencia:\n");
    scanf("%d%c",&b);
    if((n<0)||b<=1||b>10)
        printf("\nError: datos incorrectos\n");
}

```

```

else/*Los datos son correctos*/
{
    printf("\nNumero convertido: ");
    if(n==0)/*Caso especial*/
        printf("0");
    else
        cambiar_de_base(n,b);
}
printf("\n");
}

int i;
float media=0;
for(i=0;i<lon; i++)
    media+=v[i];
media/=lon;
return(media);
{
    if (lon%2)
        return(v[lon/2]);
    else
        return((v[(lon/2)-1]+v[lon/2])/2);
}

int i=0, cont=1;
float moda;
moda=v[i];
while(i<lon)
{
    /*Si se repite el numero/
    if(v[i]==v[i+1])
    {
        cont++;
        i++;
    }
}

```



```

else
{
    if(cont>(*frecuencia))
    {
        moda=v[i];
        *frecuencia=cont;
        cont=1;
        i++;
    }
    else
    {
        cont=1;
        i++;
    }
}
return(moda);
}
void main()
{
    int i, n, frec=1;
    float vector[MAXNUM];
    /*Introduce los datos*/
    printf("\nIntroduzca la longitud del vector:\n");
    scanf("%d%c", &n);
    printf("\nIntroduzca los numeros de tonos de menor a mayor:\n");
    for(i=0;i<n;i++)
        scanf("%f%c", &vector[i]);
    printf("\nMedia: %f\n",media(n,vector));
    printf("\nMediana: %f\n", mediana(n,vector));
    printf("\nModa: %f",moda(n,vector,&frec));
    printf("\nAparece %d veces\n",frec);
}

```



/*Se utiliza la propiedad: si $a > b$, $\text{mcd}(a,b) = \text{mcd}(a-b, b)$ */

```
#include <stdio.h>
```

```
int mcd1_iter (int m, int n)
```

```
{  
    int r;  
    while(r!=0)  
    {  
        r=m%n;  
        m=n;  
        n=r;  
    }  
    return(m);/*m es el ultimo resto no nulo*/  
}
```

```
int mcd1_rec (int m, int n)
```

```
{  
    int r;  
    r=m%n;  
    if (r==0)  
        return(n);  
    else  
        return(mcd1_rec(n,r));  
}
```

```
int mcd2_iter (int m, int n)
```

```
{  
    while(m!=n)  
    {  
        if(m>n)  
            m=m-n;  
        else  
            n=n-m;;  
    }  
    return(m);  
}
```



```

int mcd2_rec (int m, int n)
{
    if(m==n)
        return(m);
    else if (m>n)
        return(mcd2_rec (m-n,n));
    else
        return(mcd2_rec (m,n-m));
}

void main()
{
    int m, n;
    /*Pide las frecuencias*/
    printf("\nintroduzca dos frecuencia:\n");
    scanf("%d%c%d%c",&m, &n);

    /*Antes comprueba que sean positivos*/
    if((m<=0)||n<=0)
        printf("\nError: Hay algun dato no positivo\n");
    /*Calcula el mcd*/
    else
    {
        printf("\nEl mcd es %d.\n", mcd1_iter(m,n));
        printf("\nEl mcd es %d.\n", mcd1_rec(m,n));
        printf("\nEl mcd es %d.\n", mcd2_iter(m,n));
        printf("\nEl mcd es %d.\n", mcd2_rec(m,n));
    }
}

{
    int suma=0;
    while(n>0)
    {
        suma+=(n%10);

```

```

        n/=10;
    }
    return (suma);
}
int raiz_digital(int n)/*Calcula y devuelve la la frecuencia digital*/
{
    while(n>9)/*la frecuencia tiene mas de una cifra*/
        n=suma_digitos(n);
    return(n);
}
void main()
{
    int a;
    /*Pide el numero*/
    printf("\nIntroduzca un numero:\n\n");
    scanf("%d%c",&a);

    /*Antes comprueba si es un numero natural*/
    if(a<0)
        printf("\nError: numero negativo\n");
    else
    {
        /*si la raiz digital es multiplo de 3, tambien lo es el numero*/
        if((raiz_digital(a)==0)||raiz_digital(a)==3||
            raiz_digital(a)==6)||raiz_digital(a)==9)
            printf("\n%d es multiplo de 3\n", a);
        else
            printf("\n%d no es multiplo de 3\n", a);
    }
}

```


CAPITULO 5

COSTOS Y PRESUPUESTOS

5.1. COSTOS DIRECTOS.

De acuerdo al desarrollo del presente proyecto, a continuación se detallan los costos directos para la implementación del proyecto.

Descripción	Cantidad	Valor	Precio Unitario Bs.	Precio Total Bs.
Resistencia	3	47 KΩ	0,30	0,90
Resistencia	1	33 KΩ	0,30	0,30
Resistencia	1	100 KΩ	0,30	0,30
Resistencia	2	470 KΩ	0,30	0,60
Resistencia	2	150 KΩ	0,30	0,60
Resistencia	2	10 KΩ	0,30	0,60
Resistencia	1	270 KΩ	0,30	0,30
Resistencia	1	5,6 KΩ	0,30	0,30
Capacitor	2	0,1 uF	2,00	4,00
Capacitor	1	22 nF	2,00	2,00
Capacitor	1	4,7 uF	2,50	2,50
Transistor	1	BC 857B	3,00	3,00
Transistor	3	BC 847B	2,00	6,00
Diodo	8	1N 4148	1,00	8,00
Diodo	1	Led rojo	1,00	1,00
Circuito Integrado	1	LM 7805	8,00	8,00
Conector DB-9	2	----	10,00	20,00
TOTAL			-----	58,40

CAPITULO 6

CONCLUSIONES Y BIBLIOGRAFIA

6.1. CONCLUSIONES.

Luego de realizar el desarrollo e investigación acerca de este proyecto, considerando los distintos aspectos que se tuvo que superar en el desarrollo del proyecto concluimos mencionando los siguientes aspectos:

- Aun sigue siendo un tanto insuficiente los conocimientos impartidos en la carrera, ya que en el transcurso de la presente investigación se tuvo que tropezar con problemas de índole académico.
- La importancia de este tipo de interfaces de programación nos motiva a realizar investigaciones exhaustivas para poder desarrollar de manera satisfactoria el presente trabajo.
- Las falencias básicas en cuanto al equipamiento de un laboratorio de electrónica, específicamente electrónica digital y telecomunicaciones, es que ésta área es muy amplia, razón por la cual se debería optar por estrategias para resolver esta situación.
- Desde luego que el proceso de programación de frecuencia a través de un interfaz electrónico, es mucho más complejo que el descrito hasta el momento pero con el desarrollo definitivo del presente trabajo confiamos en lograr los objetivos proyectados.
- La información existente con respecto a los equipos transceptoras muy limitada en nuestro medio, pero no es motivo suficiente para que se difundan a todas las personas interesadas, como ser técnicos, estudiantes, etc.

- El presente proyecto presenta en gran medida un circuito fácil en su implementación y desarrollo por lo cual, considero que será base fundamental para futuras mejoras.
- Para la etapa final del proyecto, el proceso de pruebas se tuvo que realizar con equipos de fabricación reconocida, debiendo adecuarnos a los existentes en nuestro medio.
- Al momento de establecer un análisis de fallas y sus posibles soluciones estas, no dejan de ser experimentales de tal manera que pueden no ser definitivas en su modo de enfoque de resolución del problema.



6.2. BIBLIOGRAFÍA.

6.2.1 MATERIAL IMPRESO CONSULTADO.

- Diccionario de electrónica y Técnica nuclear. Jhon Markus
Marcombo S.A. - Boixareu Editores.
- Sistemas de comunicación. B.P. Lathi
Editorial Mc Graw – Hill
- Señales y sistemas Alan V. Oppenheim
Editorial Pretince Hall
- Diseño de sistemas digitales y microprocesados. Jhon P. Hayes
Marcombo S.A. - Boixareu Editores.
- Electrónica digital, integrado Herbert Tabú – D, Shilling
Iberoamericana S.A.
- Antenas para la banda de 2 metros. F. C. Judd
Manuales tecnológicos Paraninfo.
- Diseño Digital Morris Mano
Editorial Mc Graw – Hill.
- Metodología de la investigación Roberto Hernández Sampieri
Editorial Iberoamericana

6.2.2 PAGINAS WEB VISITADAS.

http://es.wikipedia.org/wiki/Puerto_serie

<http://www.rastersoft.com/articulo/pserie.html>

<http://www.euskalnet.net/shizuka/rs232.htm>

http://www.tecnologia-ciencia.info/puerto_serial.php

<http://www.misrespuestas.com/que-es-un-puerto-serial.html>

<http://www.alegsa.com.ar/Dic/puerto%20serial.php>

<http://www.hotfrog.es/Productos/Sistemas-Equipos-de-Comunicacion-y-Telecomunicacion>

<http://www.catalogosdorados.com/comunicaciones/equipos.htm>

<http://www.sjcomunicaciones.com.ar/>

<http://www.yaesu.com/>

<http://www.motorola.com/Consumers/US-EN/>

<http://www.kenwood.com/>

<http://www.alinco.com/>

<http://www.icomamerica.com/es/>

<http://www.monografias.com/trabajos15/telecomunic/telecomunic.shtml>

