

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BLOQUEADOR TELEFÓNICO
PARA TELÉFONOS CELULARES QUE TRABAJAN EN LAS
TECNOLOGÍAS AMPS Y/O TDMA EN LA BANDA DE 800 MHz

PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

AYALA JIMÉNEZ HOLGER ARTURO


DIRECTORA: MSc. María Soledad Jiménez

Quito, Noviembre 2003

DECLARACIÓN

Yo, HOLGER ARTURO AYALA JIMÉNEZ, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Holger Ayala J.', is written over a horizontal line. The signature is stylized and somewhat cursive.

Holger Ayala J.

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por HOLGER AYALA JIMÉNEZ, bajo mi supervisión.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'M. Soledad Jiménez', is written over a horizontal line. The signature is stylized and cursive.

MSc. María Soledad Jiménez
DIRECTORA DEL PROYECTO

ÍNDICE

RESUMEN

PRESENTACIÓN

CAPÍTULO 1:	1
ESTUDIO DE LAS TECNOLOGÍAS CELULARES AMPS Y TDMA	1
1.1. INTRODUCCIÓN	2
1.1.1 LAS COMUNICACIONES CELULARES EN EL ECUADOR ^[16, 31, 32]	2
1.1.2 LAS COMUNICACIONES CELULARES EN LOS PAÍSES ANDINOS ^[13, 16]	5
1.1.3 LAS COMUNICACIONES CELULARES A NIVEL MUNDIAL ^[3, 23, 29]	7
1.2. ELEMENTOS DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN CELULAR	9
1.2.1. EL SISTEMA GENÉRICO ^[14, 18, 22]	9
1.2.2. LA MSC (MTSO) Y SUS FUNCIONES ^[2, 5, 18]	11
1.2.2.1. Conexiones de Telefonía Celular	13
1.2.2.2. Supervisión de Llamadas y <i>Hand-off</i>	13
1.2.2.3. Registro HLR (<i>Home Location Register</i>)	14
1.2.2.4. Registro VLR (<i>Visitor Location Register</i>)	15
1.2.2.5. Soporte del Protocolo IS-41	15
1.2.2.6. Servicio SMS	15
1.2.2.7. Facturación	16
1.2.2.8. Rastreo y Localización de los Móviles	16
1.2.3. LA UNIDAD MÓVIL Y LA CÉLULA ^[1, 18]	16
1.2.3.1. Comparación de una Célula Práctica con una Teórica	18
1.2.3.2. Radio de la Célula	18
1.2.3.3. Propiedades de Distancias de Células Hexagonales	19
1.2.4. COBERTURA, AGRUPAMIENTO Y REUSO DE FRECUENCIAS EN LAS CÉLULAS ^[1, 7, 18, 20]	20
1.2.4.1. Cobertura de la Célula	20
1.2.4.2. Agrupamiento de las Células y Reuso de Frecuencias	23
1.2.5. INTERFERENCIA CO-CANAL ^[4, 5]	26
1.2.6. CAPACIDAD DE CANAL	28
1.2.7. SECTORIZACIÓN DE LA CÉLULA Y CONFIGURACIONES DEL SITIO DE CÉLULA (BS) ^[1, 18]	29
1.2.7.1. Sectorización de 60°	29
1.2.7.2. Sectorización de 120°	30
1.2.7.3. Cálculo C/I: Plan Celular Sectorizado	31
1.2.7.4. Configuración del Sitio de Célula o B.S. (<i>Cell Site</i> o <i>Base Station</i>)	32
1.2.8. ALGUNOS CONCEPTOS SOBRE ANTENAS EN TELEFONÍA CELULAR	34
1.2.8.1. Directividad y Ganancia de la Antena	35
1.2.8.2. Ancho de Haz de Radiación de la Antena	35
1.2.8.3. Relación Frente-Atrás de la Antena	36
1.2.8.4. Ancho de Banda y Respuesta en Frecuencia de la Antena	37
1.3. TECNOLOGÍAS CELULARES: AMPS Y TDMA ^[5, 6, 16]	38
1.3.1. TECNOLOGÍA AMPS, ADVANCED MOBILE PHONE SYSTEM ^[14, 17]	39
1.3.1.1. Método de Acceso en AMPS ^[21]	41
1.3.1.2. Canalización AMPS/TDMA ^[6]	42
1.3.1.3. Procesos de comunicación con AMPS	43
1.3.1.3.1. Llamada de Fijo a Móvil	44
1.3.1.3.2. Llamada de Móvil a Fijo	45
1.3.1.3.3. Llamada de Móvil a Móvil	45
1.3.1.4. El Canal de Control en AMPS ^[1, 14, 17, 19]	46
1.3.1.4.1. Códigos BCH (<i>Bose-Chaudhuri-Hocquenghem</i>) y Modulación FSK	47
1.3.1.4.2. Características de la Trama del FOCC (<i>Forward Control Channel</i>) ^[1, 14, 17]	49
1.3.1.4.3. Características de la Trama del RECC (<i>Reverse Control Channel</i>) ^[1, 14, 17]	53
1.3.1.5. El Canal de Voz en AMPS ^[1, 17]	57

1.3.1.5.1.	<i>Características de la Modulación FM (Frequency Modulation)</i>	58
1.3.1.5.2.	<i>Ancho de Banda del Canal de Voz</i>	60
1.3.1.5.3.	<i>SAT (Supervisory Audio Tone)</i>	61
1.3.1.5.4.	<i>Tono de Señalización (ST, Signaling Tone)</i>	62
1.3.1.5.5.	<i>Transmisión de Datos a través del Canal de Voz</i>	63
1.3.1.6.	Localización de Canal en AMPS (<i>Locate Receiver</i>) ^[19]	63
1.3.2.	TECNOLOGÍA TDMA, <i>TIME DIVISION MULTIPLE ACCESS</i> ^[4]	65
1.3.2.1.	Método de Acceso en TDMA ^[19, 21]	68
1.3.2.1.1.	<i>Sistema Full-rate IS-136</i> ^[4]	69
1.3.2.1.2.	<i>Sistema Half-rate IS-136</i> ^[4]	71
1.3.2.2.	El Canal de Control Digital en TDMA ^[1, 4, 5, 15, 19]	71
1.3.2.2.1.	<i>Códigos Hamming y Modulación $\pi/4$ DQPSK</i>	73
1.3.2.2.2.	<i>Características de la Trama del FOCC (Forward Control Channel)</i> ^[4, 15, 19]	75
1.3.2.2.3.	<i>Características de la Trama del RECC (Reverse Control Channel)</i> ^[1, 4, 15, 19]	76
1.3.2.3.	Operación del Canal de Control Digital ^[1, 4]	78
1.3.2.3.1.	<i>Selección del Sistema y del Canal de Control</i> ^[4]	78
1.3.2.3.2.	<i>Reselección del Sistema y del Canal de Control</i> ^[4]	81
1.3.2.4.	El Canal de Tráfico Digital en TDMA ^[4, 19]	84
1.3.2.4.1.	<i>Estructura del Slot de Datos Hacia Delante (Forward Data Slot)</i> ^[4]	85
1.3.2.4.2.	<i>Estructura del Slot de Datos de Reversa (ReverseForward Data Slot)</i> ^[4]	86

CAPÍTULO 2:..... 88

DISEÑO DEL SISTEMA BLOQUEADOR DE TELÉFONOS CELULARES 88

2.1.	INTRODUCCIÓN	89
2.2.	PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL BLOQUEADOR TELEFÓNICO	92
2.3.	PARÁMETROS DE DISEÑO Y SU JUSTIFICACIÓN	93
2.3.1.	EL CANAL DE CONTROL ^[19, 25]	94
2.3.1.1.	Capacidad de Voceo del RECC para AMPS ^[6]	96
2.3.1.2.	Capacidad de Voceo del FOCC para AMPS	104
2.3.1.3.	Capacidad de Voceo del RECC para TDMA	108
2.3.1.4.	Capacidad de Voceo del FOCC para TDMA.....	110
2.3.2.	MÉTODO DE ACCESO Y ESTUDIO DE LA SEÑAL BLOQUEADORA ^[6]	114
2.3.3.	POTENCIA DE LA SEÑAL BLOQUEADORA ^[7]	122
2.3.3.1.	Modelo de Propagación Log-Normal ^[7, 9]	126
2.4.	DISEÑO DEL BLOQUEADOR TELEFÓNICO Y SU JUSTIFICACIÓN	134
2.4.1.	ANTENA Y AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA	135
2.4.2.	GENERADOR DE SEÑAL BLOQUEADORA EN RADIOFRECUENCIA Y GENERADOR DE SEÑAL DE BARRIDO	138
2.4.2.1.	Generador de Señal Triangular ^[10]	141
2.4.2.2.	Generador de Ruido Aleatorio ^[26]	149
2.4.2.3.	Mezclador de Audio ^[6]	156
2.4.3.	FUENTE DE ALIMENTACIÓN ^[22, 24]	165

CAPÍTULO 3:..... 173

**CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS DEL SISTEMA BLOQUEADOR DE
TELÉFONOS CELULARES 173**

3.1.	INTRODUCCIÓN	174
3.2.	CONSIDERACIONES DE CONSTRUCCIÓN EN RADIOFRECUENCIA	174
3.3.	DISTRIBUCIÓN DE LOS ELEMENTOS	179
3.3.1.	CIRCUITO IMPRESO DE LA FUENTE DE PODER	179
3.3.2.	CIRCUITO IMPRESO DE BAJA FRECUENCIA	182
3.3.3.	CIRCUITO IMPRESO DE RADIOFRECUENCIA	184
3.4.	PRUEBAS PARTICULARES Y DE FUNCIONAMIENTO	185
3.4.1.	PRUEBAS PARTICULARES	186
3.4.1.1.	Pruebas del Circuito Generador de la Señal de Barrido.....	186
3.4.1.2.	Pruebas del Circuito Generador de la Señal Bloqueadora	187

3.4.1.3.	Pruebas del Circuito Amplificador de Radiofrecuencia.....	191
3.4.1.4.	Pruebas de la Antena de Radiofrecuencia.....	195
3.4.2.	PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO.....	199
3.4.2.1.	Tecnologías Sobre las que Actúa el Sistema Bloqueador.....	199
3.4.2.2.	Cobertura del Sistema en Ambientes Cerrados.....	203
3.4.2.3.	Efectos Secundarios en el Sistema Celular	204
3.5.	MÓDULO FINAL.....	206
CAPÍTULO 4:.....		210
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES		210
4.1.	CONCLUSIONES.....	211
4.2.	RECOMENDACIONES.....	214
ABREVIATURAS		216
BIBLIOGRAFÍA		218
ANEXO A:		222
FUNDAMENTOS DE GEOMETRÍA CELULAR HEXAGONAL^[8]		222
ANEXO B:.....		227
CANALIZACIÓN		227
B.1.	BANDA A.....	228
B.2.	BANDA B.....	229
ANEXO C:		231
TABLA DE DISTRIBUCIÓN NORMAL.....		231
ANEXO D:		234
ANTENA DE RADIOFRECUENCIA ERICSSON CR-4403^[40].....		234
ANEXO E:.....		236
AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA MOTOROLA MHL9236M^[36].....		236
ANEXO F:.....		241
OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE MAXIM MAX2622EUA^[35].....		241
ANEXO G:		248
AMPLIFICADOR OPERACIONAL DUAL NATIONAL SEMICONDUCTOR		
LM1458^[41]		248
ANEXO H:		255
TRANSISTOR NPN PHILLIPS 2N2222A		255
ANEXO I:.....		264
AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE AUDIO DE BAJO VOLTAJE NATIONAL		
SEMICONDUCTOR LM386N-3^[41].....		264
ANEXO J:		274
TRANSISTOR JFET DE CANAL N MOTOROLA MPF102.....		274

ANEXO K:	283
KIT DE EVALUACIÓN DEL VCO MAXIM MAX2622EUA ^[35]	283
ANEXO L:.....	286
REGULADOR DE VOLTAJE AJUSTABLE NATIONAL SEMICONDUCTOR LM317 ^[41]	286
ANEXO M:.....	292
CONVERTIDOR DE VOLTAJE CMOS INTERSIL ICL7660ACPA.....	292
ANEXO N:	305
EQUIPOS DE MEDICIÓN	305

RESUMEN DE FIGURAS

Figura 1.1.- Crecimiento del índice de penetración de telefonía celular en la CAN ^[13, 29]	6
Figura 1.2.- Crecimiento de la telefonía celular en el mundo respecto al total de abonados telefónicos ^[29] ...	8
Figura 1.3.- Proporción del mercado móvil celular en cada región del mundo ^[29]	9
Figura 1.4.- Red genérica de telecomunicaciones ^[18]	10
Figura 1.5.- La central de conmutación móvil, MSC ^[18]	12
Figura 1.6.- El Proceso básico de hand-off ^[18]	14
Figura 1.7.- La célula ^[18]	17
Figura 1.8.- Comparación de una célula práctica con una teórica ^[18]	18
Figura 1.9.- Radio de la célula	19
Figura 1.10.- Distancia entre células hexagonales adyacentes ^[18]	19
Figura 1.11.- Célula práctica con diferentes alcances de cobertura en cada dirección ^[18]	20
Figura 1.12.- (a) Un cluster de 7 células, (b) Detalle de un plan de reuso de frecuencias ^[18]	23
Figura 1.13.- Patrón de reuso y relación D/R. ^[18]	24
Figura 1.14.- Análisis de la relación C/I ^[18]	27
Figura 1.15.- Sectorización de 60°	29
Figura 1.16.- Sectorización de 120° ^[18]	30
Figura 1.17.- Plan de reuso N=7, con células sectorizadas a 120° ^[18]	31
Figura 1.18.- Configuración de la radio-base ^[18]	33
Figura 1.19.- Directividad y ganancia de la antena ^[18]	35
Figura 1.20.- Ancho de haz de radiación de la antena ^[18]	36
Figura 1.21.- Relación Front-to-Back ^[18]	36
Figura 1.22.- Respuesta en frecuencia.....	37
Figura 1.23.- Configuración de la radio-base en el modo dual (analógico y digital) ^[17]	38
Figura 1.24.- Advanced Mobile Phone System (AMPS) ^[17]	39
Figura 1.25.- Distribución del espectro entre las bandas A y B del sistema celular AMPS y TDMA, en la banda de 800 MHz ^[4]	40
Figura 1.26.- Método de acceso FDMA ^[17]	41
Figura 1.27.- Proceso de llamada básico.....	44
Figura 1.28.- Modulación FSK ^[17]	48
Figura 1.29.- Modulación FSK ^[17]	49
Figura 1.30.- Estructura de la Trama en el FOCC ^[17]	50
Figura 1.31.- Estructura del Mensaje del FOCC ^[17]	51
Figura 1.32.- Estructura de la Trama en el RECC ^[17]	54
Figura 1.33.- Estructura del Mensaje del RECC ^[17]	55
Figura 1.34.- Modulación FM ^[18]	59
Figura 1.35.- Potencia de las bandas laterales en FM, debido a una señal modulante fuerte y otra débil...	59

Figura 1.36.- Señales tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia ^[17]	60
Figura 1.37.- Gráfico descriptivo del análisis de AB en FM ^[17]	61
Figura 1.38.- Distribución del tono SAT por célula en cada cluster ^[17]	62
Figura 1.39.- Estructura de la trama del canal de voz AMPS, durante el proceso de hand-off.....	63
Figura 1.40.- Capacidad del Receptor Local ^[19]	64
Figura 1.41.- Evolución del estándar IS-136 (TDMA) ^[4]	66
Figura 1.42.- Speech Coder ^[4]	67
Figura 1.43.- Método de acceso TDMA ^[19]	68
Figura 1.44.- Principio TDMA ^[19]	69
Figura 1.45.- Sistema Full-rate IS-136 ^[4]	70
Figura 1.46.- Slots de tiempo, tramas y canales de radiofrecuencia ^[15]	70
Figura 1.47.- Sistema Half-rate IS-136 ^[4]	71
Figura 1.48.- Operación del DCCH y el DTC ^[4]	72
Figura 1.49.- Modulación $\pi/4$ DQPSK ^[19]	74
Figura 1.50.- Formato de la trama del FOCC.....	75
Figura 1.51.- Formato de la trama normal del RECC.....	77
Figura 1.52.- Formato de la trama abreviada del RECC.....	77
Figura 1.53.- Proceso de Localización y Escaneo del DCCH ^[4]	79
Figura 1.54.- Proceso de Reselección del canal de control ^[4]	83
Figura 1.55.- Tiempo offset en el canal de radio del estándar IS-136 ^[4]	84
Figura 1.56.- Formato de la trama TDMA del Forward Data Slot y del Reverse Data Slot ^[19]	86
Figura 2.1.- Gráfica de $\log(BER) = f(S/N)$, para distintos valores de C/I, en un estudio experimental, basado en los conceptos de Rayleigh ^[25]	98
Figura 2.2.- Comparación entre QPSK y FSK ^[19]	100
Figura 2.3.- Capacidad del RECC en función de C/I, para un delay mínimo y un máximo.....	104
Figura 2.4.- Modelo de evaluación del canal de control ^[25]	104
Figura 2.5.- Capacidad del FOCC en función de C/I, para un delay mínimo y un máximo.....	107
Figura 2.6.- Capacidad del RECC en función de C/I, para un delay mínimo y un máximo.....	110
Figura 2.7.- Capacidad del FOCC en función de C/I, para un delay mínimo y un máximo.....	112
Figura 2.8.- Densidad espectral de energía ideal, de la señal bloqueadora resultante	116
Figura 2.9.- Características de la señal triangular que ingresa por el sintonizador del VCO.....	119
Figura 2.10.- Señal requerida en el sintonizador del VCO.....	122
Figura 2.11.- Área de cobertura del sistema bloqueador	125
Figura 2.12.- Cobertura vs. C/I, para varios valores de RSSI con una P_{OUT} igual a 14,41 dBm	133
Figura 2.13.- Diagrama de bloques del sistema bloqueador telefónico	134
Figura 2.14.- Frecuencia en función de V_{TUNE} , para el VCO MAX2622EUA.....	139
Figura 2.15.- Multivibrador Aestable.....	142
Figura 2.16.- Circuito multivibrador aestable.....	144
Figura 2.17.- Circuito integrador	145

<i>Figura 2.18.- Circuito generador de onda triangular</i>	146
<i>Figura 2.19.- Circuito generador de ruido</i>	149
<i>Figura 2.20.- Característica I vs. V de una unión P-N</i>	150
<i>Figura 2.21.- Voltaje pico-pico de excursión vs.voltaje de alimentación para el circuito integrado LM386N-3</i>	153
<i>Figura 2.22.- Circuito mezclador de audio</i>	157
<i>Figura 2.23.- Circuitos equivalentes de dos fuentes de voltaje en paralelo</i>	158
<i>Figura 2.24.- Circuito generador de la señal bloqueadora</i>	171
<i>Figura 2.25.- Fuente de alimentación</i>	172
<i>Figura 3.1.- Circuito impreso de la fuente de poder, con salidas de: + 5 V, + 12 V y + 28 V; y, capacidad de 1 A de corriente. a) Distribución de elementos. b) Pistas</i>	181
<i>Figura 3.2.- Circuito impreso de baja frecuencia que incluye: Generador de onda triangular, generador de ruido y mezclador de audio. a) Distribución de elementos. b) Pistas</i>	183
<i>Figura 3.3.- Señal de barrido práctica, tomada del osciloscopio Tektronix 2465</i>	187
<i>Figura 3.4.- Espectro de la señal bloqueadora, tomada a la salida del VCO, por el analizador de espectros Anritsu MS710F</i>	190
<i>Figura 3.5.- Temperatura vs. Ganancia de potencia y corriente de alimentación del amplificador de potencia MHL9236M</i>	193
<i>Figura 3.6.- Espectro de energía de la señal bloqueadora, tomada a la salida del amplificador, por el analizador de espectros Anritsu MS710F</i>	194
<i>Figura 3.7.- Esquema para obtener la ganancia de la antena de radiofrecuencia</i>	196
<i>Figura 3.8.- PCB de la fuente de poder</i>	208
<i>Figura 3.9.- PCB del generador de las señal de barrido</i>	208
<i>Figura 3.10.- PCB del VCO MAX2622EUA y el amplificador de radiofrecuencia MHL9236M</i>	208
<i>Figura 3.11.- Sistema bloqueador completo</i>	209
<i>Figura 3.12.- Módulo final</i>	209
<i>Figura A.1.- Sistema de coordenadas para la geometría celular hexagonal</i>	223
<i>Figura A.2.- Determinación del radio de las células en el sistema de coordenadas propuesto</i>	224
<i>Figura A.3.- Figura auxiliar para obtener el número de células por bloque</i>	225
<i>Figura M.1.- Analizador de espectros Anritsu MS710F</i>	306
<i>Figura M.2.- Osciloscopio Tektronix 2465</i>	306
<i>Figura M.3.- Medidor de potencia de señales de radiofrecuencia HP 437B</i>	307
<i>Figura M.4.- Teléfono celular Nokia 5160</i>	307
<i>Figura M.4.- Teléfono celular Motorola 120t</i>	308
<i>Figura M.5.- Teléfono celular Audiovox CDM-8500</i>	308
<i>Figura M.6.- Teléfono celular Siemens C56</i>	309

RESUMEN DE TABLAS

Tabla 1.1.- Crecimiento de abonados de telefonía celular en el Ecuador ^[31]	3
Tabla 1.2.- Modelos de propagación para ambientes abiertos y cerrados ^[7]	21
Tabla 1.3.- Desempeño de la capacidad de una célula OMNI en función de la relación D/R.....	25
Tabla 1.4.- Tipos de sectorización de células	29
Tabla 1.5.- Desempeño de la capacidad de una célula sectorizada a 120°.....	32
Tabla 1.6.- Canales de voz Banda A	42
Tabla 1.7.- Canales de voz Banda B	43
Tabla 1.8.- Canales de control Banda A.....	43
Tabla 1.9.- Canales de control Banda B.....	43
Tabla 1.10.- Ejemplo del código BCH: 40, 28, 5 (n, k, d).....	47
Tabla 1.11.- Equivalencias de los campos Order y Order Q.....	52
Tabla 1.12.- Equivalencias del campo VMAC	53
Tabla 1.13.- Equivalencias del campo SCM.....	56
Tabla 1.14.- Equivalencias del campo DÍGITO.....	57
Tabla 1.15.- Evolución del estándar IS-136 (TDMA)	66
Tabla 2.1.- Código de Línea y Modulación en AMPS y TDMA	95
Tabla 2.2.- Variación de la capacidad de voceo del RECC en función de la relación C/I, para un delay mínimo y un máximo	103
Tabla 2.3.- Variación de la capacidad de voceo del FOCC en función de la relación C/I, para un delay mínimo y un máximo	106
Tabla 2.4.- Variación de la capacidad de voceo del RECC en función de la relación C/I, para un delay mínimo y un máximo	109
Tabla 2.5.- Variación de la capacidad de voceo del FOCC en función de la relación C/I, para un delay mínimo y un máximo	111
Tabla 2.6.- Comparación de parámetros entre AMPS y TDMA	118
Tabla 2.7.- Valores de n y σ para distintos ambientes cerrados a diferentes frecuencias ^[7]	130
Tabla 2.8.- Potencia de la señal bloqueadora (P_{OUT}), requerida para satisfacer una cobertura de 10 metros con una relación C/I igual a 12 dB, para diferentes valores de RSSI.....	131
Tabla 2.9.- Valores de los parámetros de diseño.....	135
Tabla 2.10.- Características principales de la antena y el amplificador de radiofrecuencia.....	137
Tabla 2.11.- Características principales del VCO.....	138
Tabla 2.12.- Tabla de valores tomados en la práctica para el estudio del VCO MAX2622EUA	140
Tabla 2.13.- Características principales del Amp-Op	149
Tabla 2.14.- Características principales del Transistor NPN.....	153
Tabla 2.15.- Características principales del Amplificador de Audio.....	154
Tabla 2.16.- Características principales del Amplificador VHF	162
Tabla 2.17.- Niveles de voltaje y corriente que debe satisfacer la fuente de alimentación.....	165

<i>Tabla 3.1.- Algunas propiedades de diferentes sustratos empleados para la fabricación de circuitos impresos. El más habitual es la fibra de vidrio con resina epóxica.....</i>	<i>178</i>
<i>Tabla 3.2.- Características físicas de la PCB de la fuente de poder.....</i>	<i>181</i>
<i>Tabla 3.3.- Características físicas de la PCB del circuito de baja frecuencia</i>	<i>183</i>
<i>Tabla 3.4.- Características físicas de la PCB del circuito de radiofrecuencia.....</i>	<i>185</i>
<i>Tabla 3.5.- Tabla comparativa de valores de los parámetros de diseño del circuito generador de la señal de barrido</i>	<i>186</i>
<i>Tabla 3.6.- Tabla comparativa de valores del VCO MAX2622EUA, medidos a una frecuencia de 881,5 MHz</i>	<i>188</i>
<i>Tabla 3.7.- Tabla comparativa de valores de los parámetros de diseño del circuito generador de la señal bloqueadora.....</i>	<i>190</i>
<i>Tabla 3.8.- Tabla comparativa de valores del amplificador MHL9236M, medidos a una frecuencia de 881,5 MHz.....</i>	<i>192</i>
<i>Tabla 3.9.- Tabla comparativa de valores de los parámetros de diseño del circuito amplificador de radiofrecuencia.....</i>	<i>194</i>
<i>Tabla 3.10.- Tabla de valores experimentales del cálculo de la ganancia de la antena.....</i>	<i>197</i>
<i>Tabla 3.11.- Tabla comparativa de valores de los parámetros de diseño de la antena de radiofrecuencia.....</i>	<i>197</i>
<i>Tabla 3.12.- Tabla comparativa de los principales parámetros de las tecnologías celulares: AMSP, TDMA, CDMA y GSM</i>	<i>202</i>
<i>Tabla 3.13.- Comparación del radio de cobertura para distintos valores de RSSI</i>	<i>203</i>
<i>Tabla 3.14.- Tabla de incidencia del sistema bloqueador sobre terminales de distintas tecnologías ^[35, 36, 37, 38]</i>	<i>205</i>
<i>Tabla 3.15.- Características eléctricas y mecánicas del sistema bloqueador.....</i>	<i>207</i>
<i>Tabla B.1.- Distribución de canales en la Banda A.....</i>	<i>228</i>
<i>Tabla B.2.- Distribución de canales en la Banda B.....</i>	<i>229</i>
<i>Tabla C.1.- Puntos porcentuales de la distribución Normal.....</i>	<i>232</i>
<i>Tabla C.1.- Puntos porcentuales de la distribución Normal (continuación)</i>	<i>233</i>

RESUMEN

El presente proyecto de titulación, contiene el estudio, diseño y construcción de un sistema bloqueador para teléfonos celulares, que trabajan en las tecnologías AMPS y/o TDMA en la banda de 800 MHz. La comprobación del éxito en alcanzar los objetivos planteados, es en base a pruebas con diferentes terminales telefónicos, en un ambiente cerrado.

Este trabajo se divide en cuatro capítulos y catorce anexos en los cuales se explica los conceptos principales de las tecnologías celulares en cuestión, así como también el desarrollo del diseño del sistema bloqueador, para finalmente describir la construcción del mismo.

En el primer capítulo, se presenta un análisis del crecimiento de la telefonía celular en los últimos años y los conceptos principales de las tecnologías AMPS y TDMA, prestando mayor atención a los protocolos de comunicación entre la radio-base y los terminales telefónicos.

En el segundo capítulo, se analizan los parámetros necesarios a influenciar para alcanzar los objetivos del proyecto y se plantea el diseño propiamente del sistema bloqueador.

En el tercer capítulo, se analiza los criterios de construcción de circuitos impresos en radiofrecuencia, se explica cada uno de los módulos que conforman el sistema bloqueador y se incluye los resultados de las pruebas de funcionamiento del mismo.

En el cuarto capítulo, se presentan conclusiones y recomendaciones acerca del presente proyecto.

Finalmente se incluyen los anexos que facilitan el entendimiento de algunos conceptos y además dan el sustento a los criterios de selección de los dispositivos electrónicos utilizados.

PRESENTACIÓN

En los últimos años la telefonía celular ha tenido un crecimiento acelerado, al punto que a inicios del año 2002, el número de líneas móviles, superó al número de líneas fijas; esto indica que el problema actual de contaminación ambiental debida a los fuertes tonos o conversaciones crece aceleradamente, así como también se puede mencionar el incremento de la vulnerabilidad en zonas de seguridad, muchas veces debida a la imposibilidad de detectar el mal uso de los teléfonos celulares en actividades delictivas. Por estas razones es importante considerar sistemas de bloqueo de telefonía celular para lugares definidos como: Oficinas, instituciones educativas, teatros, hospitales, cárceles, bancos, juzgados, salas de reuniones, medios de transporte, etc..

El sistema bloqueador de teléfonos celulares del presente proyecto es capaz de incomunicar terminales telefónicos trabajando en las tecnologías: AMPS, TDMA, CDMA y GSM; actualmente vigentes en el Ecuador, con una cobertura de hasta veinte y cinco metros de radio.

Además el sistema bloqueador trabaja con señales de radiofrecuencia a niveles de potencia menores a los de un terminal telefónico, lo cual garantiza una menor influencia en cualquier sistema vulnerable a señales de radiofrecuencia y como es obvio pensar también menos influencia en la salud humana.

Finalmente, se ha comprobado la utilidad de un sistema bloqueador de tecnologías celulares; existen países como Japón donde ya es normal el uso de éstos y actualmente están entrando al mercado occidental. Por esta razón se puede concluir que el presente proyecto está acorde a las necesidades del mundo actual y tiene proyección para futuras demandas de salud y seguridad.

CAPÍTULO 1:
ESTUDIO DE LAS TECNOLOGÍAS CELULARES AMPS Y
TDMA

1.1. INTRODUCCIÓN

Desde el inicio de las telecomunicaciones, empezando por el telégrafo, el teléfono, las ondas electromagnéticas, etc., siempre estuvo una idea muy interesante flotando en la cabeza de las grandes empresas de telecomunicaciones, ésta se la conoce como: Comunicaciones inalámbricas, las cuales en el mundo actual han llevado a cada uno de sus usuarios a un nivel superior de comunicación, con facilidades para comunicarse desde cualquier parte del mundo, sino también le permite transmitir datos, lo cual ya no solo constituye un medio de comunicación vocal sino un medio de transporte de datos que en la mayoría de casos representan un lucro y lo que en general se definiría como desarrollo y progreso de todos sus usuarios.

1.1.1 LAS COMUNICACIONES CELULARES EN EL ECUADOR ^[16, 31, 32]

El Ecuador desde el año 1994, ha dispuesto de las facilidades que ofrece las comunicaciones celulares y a partir de aquí ha ido evolucionando en las tecnologías, desde la tecnología analógica basada en la norma AMPS (*Advanced Mobile Telephone Service*), a tecnologías digitales tales como: TDMA IS-136 (*Time Division Multiple Access IS-136*), CDMA2000 1x (*Code División Múltiple Access 2000 1x*) y GSM (*Global System for Mobile Communications*).

Actualmente el porcentaje de digitalización de las redes se encuentra en un 60 % en promedio, lo cual ha permitido la introducción de nuevos servicios a los usuarios tales como la identificación del número que llama, ahorro en batería de los terminales, envío de mensajes cortos, etc.; y, ventajas para los operadores como: Aumento en la capacidad de los sistemas, transferencias de llamadas asistidas por lo móviles (MAHO, *Mobile Asisted Hand-Off*), entre otras posibilidades.

En cuanto al número de usuarios del servicio, hasta el mes de agosto del 2003, OTECEL (BellSouth) ha reportado 830.069 abonados, mientras que CONECEL (Porta) ha reportado 1.261.693 abonados.

La evolución de los abonados de Telefonía Celular desde los inicios de este servicio a experimentado un crecimiento como se indica en la *Tabla 1.1*.

FECHA	OTECCEL (BellSouth)		CONECEL (Porta)		TOTAL ABONADOS
	TDMA	CDMA	TDMA	GSM	
Dic-94	5,300		13,620		18,920
Dic-95	23,800		30,548		54,348
Dic-96	23,295		36,484		59,779
Dic-97	62,345		64,160		126,505
Dic-98	115,154		127,658		242,812
Dic-99	186,553		196,632		383,185
Ene-00	193,484		204,457		397,941
Dic-00	233,733		248,480		482,213
Dic-01	375,170		483,982		859,152
Dic-02	629,514	10,469	920,878		1,560,861
Ene-03	608,958	10,469	952,715		1,572,142
feb-03	542,560	88,577	984,304		1,615,441
mar-03	536,099	125,996	1,008,938		1,671,033
abr-03	538,668	160,062	1,044,905		1,743,635
May-03	559,570	180,238	1,090,099		1,829,907
Jun-03	567,690	208,958	1,117,086	35,966	1,929,700
Jul-03	589,661	231,311	1,144,823	56,193	2,021,988
Ago-03	571,599	258,470	1,176,815	84,878	2,091,762

Tabla 1.1.- Crecimiento de abonados de telefonía celular en el Ecuador^[31]

En este resumen se puede notar el crecimiento acelerado que ha experimentado las comunicaciones celulares en los últimos años en el Ecuador, lo mismo que da una pauta de que la necesidad de aumentar una nueva banda celular era inminente, y por lo cual para inicios del año 2004 el Ecuador tendrá la banda de 1900 MHz ya en funcionamiento y como es obvio pensar, el número de usuarios de teléfonos celulares será mayor debido al aumento de la oferta y de la competencia con la inmersión de la nueva empresa de telecomunicaciones TELECSA S.A., la misma que utilizará la tecnología celular CDMA. Esto sugiere que el escenario que actualmente vive el país, con 16,5 de cada 100 habitantes con teléfonos celulares, puede llegar a ser un problema aún más grave con respecto a la contaminación que involucra el sonido de los timbres así como también el de las conversaciones telefónicas en lugares públicos y privados

donde las interrupciones degradan el valor y el significado de lo que puede ser algo muy importante.

Los parámetros mínimos de calidad del servicio que las Operadoras deben cumplir en el Ecuador son las establecidas por la Suptel (Superintendencia de Telecomunicaciones del Ecuador), la misma que se rige a la norma E.493 que se refiere a la supervisión del grado de servicio establecida por la UIT-T:

- a. *Reutilización de frecuencias*; con un diseño de cobertura basado en una relación portadora a interferencia (C/I^1) mayor o igual que 17dB, para sistemas digitales y mayor o igual a 24dB para sistemas analógicos.
- b. *Grado de servicio² del canal de acceso*; menor o igual que uno por ciento.
- c. *Grado de servicio del canal de voz*; menor o igual que dos por ciento, según la Tabla de Erlang B³, en la hora cargada de cada estación del sistema.
- d. *Grado de servicio de las troncales hacia la red telefónica pública*; menor o igual que uno por ciento.
- e. *Bloqueo de llamadas transferidas (Hand-off⁴)*; menor o igual que dos por ciento.
- f. *Caída de llamadas*: Si durante la hora cargada se establecen Q llamadas y n llamadas se caen, con lo cual $Q-n$ se mantienen, entonces el porcentaje de caída de llamadas es $n \times 100/Q$. Se establece un valor no mayor que 2% para estaciones con célula o células adyacentes en todo su perímetro, no mayor que 5% para estaciones con célula o células adyacentes, pero que éstas no cubran el perímetro total de la estación, y no mayor que 7% para estaciones sin células adyacentes.
- g. *Llamadas completadas*; La tasa de completación de las llamadas, será superior al 60% hacia abonados fijos y superior al 80% hacia abonados celulares.

¹ C/I: Relación de potencia de portadora a potencia de interferencia, se utiliza para evaluar la calidad de una señal de radiofrecuencia y se mide en decibeles.

² Grado de Servicio: Se define como el porcentaje de ocupaciones ofrecidas que se rechazan.

³ Distribución Erlang B: Utilizada en telefonía para determinar el grado de servicio o probabilidad de pérdida, tiene como principios: Número infinito de fuentes de tráfico, aparición de llamadas según la ley de Poisson y duración de llamadas según la ley exponencial negativa.

⁴ Hand-off: Proceso de transferir una llamada de una célula a otra (cambiar de portadora).

1.1.2 LAS COMUNICACIONES CELULARES EN LOS PAÍSES ANDINOS ^[13, 16]

En el ámbito de los países andinos (Bolivia, Colombia, Ecuador, Perú y Venezuela) se puede decir que se han presentado dos fases. La primera fase, que empezó a comienzos de los 90 cuando se dieron las licencias en la banda de 800 MHz; cuando la mayoría de los países concedieron dos licencias y la digitalización se introdujo gradualmente entre mediados del 94 y mediados del 98. Una segunda fase, es cuando se dan una nueva serie de concesiones que inició con el otorgamiento de licencias PCS¹ (*Personal Communications System*) en la banda de 1900 MHz, entre finales del 1999 y el 2000.

Un hecho muy importante es que grandes operadores internacionales han ido consolidando su presencia en las diversas regiones de cada país. Los grandes operadores tienden a consolidarse extendiendo su penetración en los diferentes países. Como es el caso de TIM que está en Bolivia, en Perú y en Venezuela; el caso de BellSouth que está en cuatro de los cinco países y el caso de Telecom América que está en Colombia y Ecuador.

Por otra parte, se puede decir que se ha iniciado una especie de generación 2.25, es decir un híbrido entre la generación 2 y la generación 2.5, al ofrecer servicios como noticias, e-mail, WAP (*Wireless Application Protocol*), CDPD (*Cellular Digital Packet Data*) y otros como el SMS (*Short Message Service*) que tienen mucho éxito en Europa. Y ya algunos operadores anuncian la implementación de la generación 2.5 como el GPRS (*General Packet Radio Service*).

Existen operadores en la banda de 850 MHz, también en 900 MHz, y ahora recientemente en la banda de 1900 MHz. Entonces, existen tres bandas y cuatro tecnologías: AMPS, TDMA, GSM y CDMA, es decir un escenario tecnológico complejo así como también es compleja la situación del espectro radioeléctrico.

¹ PCS: (*Personal Communications System*), definido por una familia de estándares que establecen compatibilidad y requerimientos de rendimiento para tecnologías de interfaz aéreo.

Entonces, hay una consolidación de los operadores a nivel andino. En cuanto a tecnología, existen operadores de AMPS/CDMA en un 45%, los de AMPS/TDMA en un 52%, y GSM que se ha iniciado recién con un 3% aproximadamente. Si se considera independientemente la tecnología AMPS, se observa que tiene todavía una participación importante con un 35% y en ese caso TDMA tendría 46% y CDMA 16%.

En definitiva así mismo que en el caso particular del Ecuador, todo lo que involucra la comunidad de países andinos también muestra un generalizado crecimiento del índice de penetración de telefonía celular como se muestra en la *Figura 1.1.*

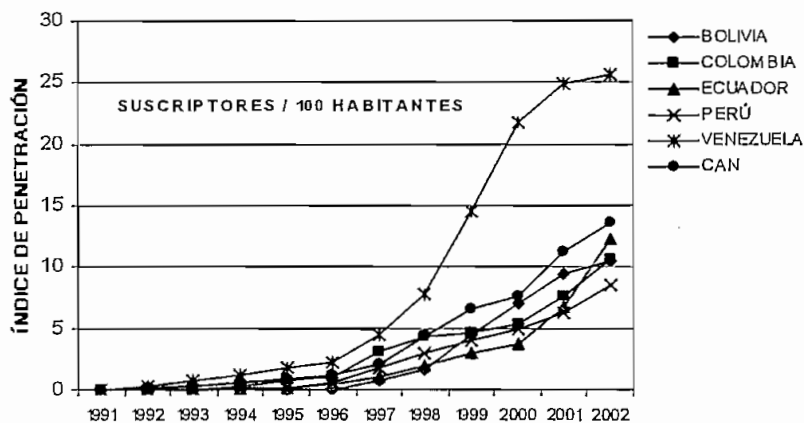


Figura 1.1.- Crecimiento del índice de penetración de telefonía celular en la CAN ^[13, 29]

Este crecimiento notable del índice de penetración de telefonía celular, como ya se dijo en el punto anterior involucra no solamente el aumento de la contaminación ambiental sino también colabora con el caos ocasionado debido al difícil control del mal uso de los teléfonos celulares por parte de delincuentes y terroristas los cuales muchas veces manejan sus bandas desde recintos carcelarios y lo que es nuevo, inclusive son capaces de manejar equipo explosivo con ayuda de los teléfonos celulares. Frente a esta problemática que se mantendrá mientras exista la telefonía celular, se presenta la propuesta de

solución que viene a ser la razón de este proyecto de titulación, la cual consiste en la creación de un bloqueador para el sistema celular, diseñado para regular las comunicaciones celulares dentro de una área definida, y hacer cumplir las políticas de manejo de los teléfonos celulares en áreas públicas o privadas como: Oficinas de ejecutivos, mesas de directorios, centros de conferencia, bibliotecas, cines, lugares religiosos, restaurantes exclusivos, instituciones educativas, salas de conciertos, teatros, estudios de grabación, hospitales, bibliotecas, salas de conferencias, cuartos de lectura, recintos policiales, cárceles, juzgados, bancos, aeropuertos, recintos militares, oficinas gubernamentales, embajadas, hoteles, etc..

1.1.3 LAS COMUNICACIONES CELULARES A NIVEL MUNDIAL ^[3, 23, 29]

El auge mundial de las comunicaciones móviles celulares ha sido realmente sorprendente. A fines de 1998 había más de 300 millones de abonados en todo el mundo, en comparación a los escasos 11 millones correspondientes a 1990. A finales del siglo XX la cifra sobrepasó los 500 millones de usuarios de este servicio. A inicios del año 2002, el número de abonados del servicio móvil celular ya sobrepasa al de abonados de líneas fijas tradicionales. En esta revolución participan tanto los países industrializados como en desarrollo; en los primeros, los usuarios recurren masivamente a la telefonía móvil celular como un complemento de las líneas fijas existentes; mientras que en los últimos, la telefonía móvil celular se está imponiendo para hacer frente a la escasez de líneas fijas.

El auge de las comunicaciones móviles celulares ha revolucionado el concepto de telefonía de diversas maneras. Ante todo, gracias a la movilidad los usuarios ya no llaman a un sitio sino a una persona. Los pequeños aparatos portátiles han liberado a los usuarios del cordón que ataba los teléfonos a un emplazamiento geográfico, y les permiten estar al alcance en todo momento y en cualquier lugar. Además, en comparación con los teléfonos fijos, la telefonía móvil celular por lo general ofrece una gran variedad de opciones en lo que se refiere a las características funcionales y a las tarifas.

En numerosos países la telefonía móvil celular fue el primer segmento del mercado de telecomunicaciones en el cual se introdujo la propiedad privada y la competencia. Casi siempre las empresas de servicios móviles celulares que inician sus actividades cuentan con el respaldo de inversionistas estratégicos en el extranjero. Esta combinación de mercados competitivos, propiedad privada e inversión extranjera ha creado un clima propicio para el crecimiento acelerado, pero ante todo el mercado se ha visto impulsado por una demanda galopante. Ver *Figura 1.2*⁶.

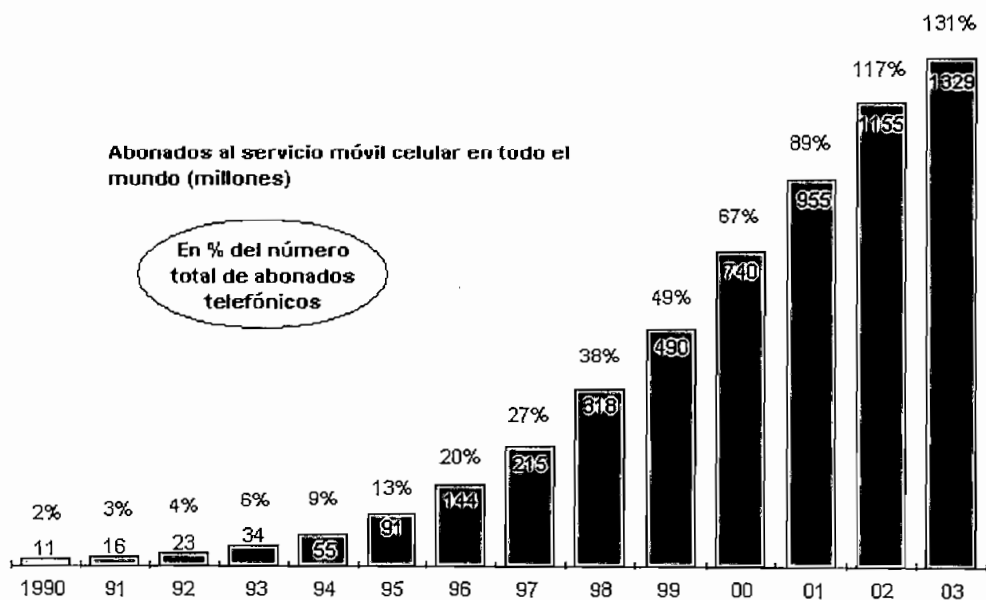


Figura 1.2.- Crecimiento de la telefonía celular en el mundo respecto al total de abonados telefónicos ^[29]

Cuando se introdujeron por primera vez teléfonos móviles a principios de la década de 1980, éstos estaban circunscritos a automóviles y limitados por los requisitos de peso y potencia; pero a medida que se fueron fabricando aparatos más livianos, baratos y atractivos, éstos abandonaron el automóvil y se trasladaron al portafolio, la cartera y el bolsillo. El éxito de la telefonía móvil ha

⁶ Fuente: UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones); los datos del año 2003 resultan de una proyección realizada por la UIT.

sido un triunfo de la tecnología asociada a la comercialización. Y una muestra que respalda lo dicho son las estadísticas resumidas en la *Figura 1.3*⁷.

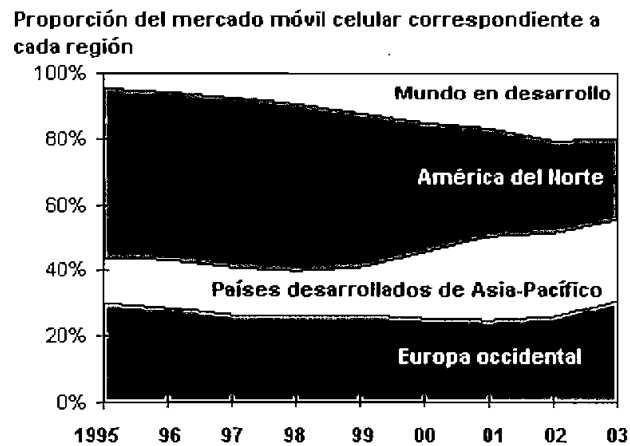


Figura 1.3.- Proporción del mercado móvil celular en cada región del mundo ^[29]

1.2. ELEMENTOS DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN CELULAR

EL SISTEMA GENÉRICO ^[14, 18, 22]

El sistema genérico de comunicación celular, mostrado en la *Figura 1.4*, es una red integrada que se compone de:

- Una red telefónica alámbrica.
- Una red telefónica alámbrica – inalámbrica.

La red alámbrica es la PSTN (*Public Switching Telephone Network* o Red Telefónica Pública Conmutada), en la cual todos los suscriptores o abonados están conectados a una central de conmutación. Actualmente es un sistema de conmutación digital basado en computadoras y proporciona las siguientes funciones principales:

⁷ Fuente: UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones); los datos del año 2003 resultan de una proyección realizada por la UIT.

- Conmutación (*switching*).
- Facturación.
- Llamado a números 1-700, 1-800, 1-8XX, 1-900, 1-9XX.
- Llamada en espera, transferencia de llamada, línea conmutada directa, correo de voz, conferencia tripartita, etc..
- Conectividad global.
- Conexión a redes de telefonía celular.

El sistema telefónico alámbrico-inalámbrico, es la base de la red de telefonía celular, ver *Figura 1.4*. El corazón de este sistema también es un conmutador multiplexor digital, el cual ha sido derivado de la PSTN, agregándosele varias funciones necesarias para el sistema de telefonía móvil o radio celular. Al corazón del sistema de radio celular se le conoce como Central de Conmutación Móvil o MSC (*Mobile Switching Center*) u Oficina de Conmutación de Telefonía Móvil, MTSO (*Mobile Telephone Switching Office*).

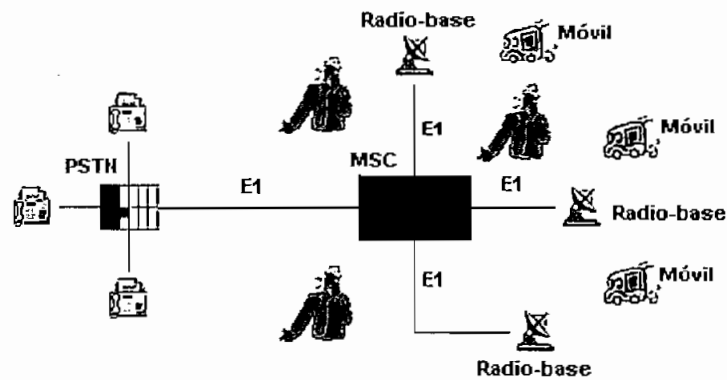


Figura 1.4.- Red genérica de telecomunicaciones^{18]}

De manera general, las principales funciones de la MSC son:

- Proporcionar la conexión entre la PSTN y las radio-bases celulares (*cell-sites* o *Base Stations*) por medio de troncales (E1⁸).

⁸ E1: Tributario PDH (*Plesiochronous Digital Hierarchy*) que obedece a la norma G.703, con velocidad de transmisión de 2.048 kbps que abarca 32 canales de 64 kbps, difundido en Europa y América (Excepto USA).

- Facilitar la conexión Móvil a Móvil, Móvil a PSTN, PSTN a Móvil y MSC a redes PSTN.
- Administrar, controlar y monitorear las distintas actividades relacionadas con el procesamiento de llamadas.
- Llevar un record detallado de cada llamada realizada, para efectos de facturación.

Las radio-bases son localizadas de manera adecuada en distintos puntos dentro del área de servicio y son el corazón de cada célula. El área de cobertura de una radio-base (tamaño de célula) puede variar desde menos de 1 kilómetro a algunas decenas de kilómetros, esto depende del ambiente de propagación (urbano, rural, semi-urbano, urbano-denso) y de la densidad de tráfico. Por ejemplo, en un ambiente urbano-denso el radio de la célula podría variar desde menos de 1 km hasta menos de 5 km. Además la radio-base incluye el equipo necesario como: Torres, antenas, transmisores, receptores, computadoras, es decir todo lo necesario para establecer la comunicación con los abonados celulares.

A las unidades móviles y portátiles generalmente se les conoce como unidades de suscriptor, unidades de abonado o simplemente unidades móviles, y constituyen el equipo que adquieren los clientes que se suscriben a un servicio de telefonía móvil.

1.2.2. LA MSC (MTSO) Y SUS FUNCIONES [2, 5, 18]

La MSC es un sistema de conmutación digital para telefonía celular. Tiene diferentes denominaciones tales como *Digital Multiplex Switch - Mobile Telephone Exchange* (DMS - MTX), *Mobile Telephone Switching Office* (MTSO). El nombre depende del fabricante.

La MSC realiza las siguientes funciones:

- Administra y controla las distintas conexiones de la telefonía celular.

- Supervisión de llamadas y *hand-off*.
- Soporta varias técnicas de acceso múltiple como: AMPS, TDMA, CDMA y CDPD (sólo datos).
- Proporciona la interfaz con la PSTN.
- Proporciona y administra el registro de ubicación de usuarios locales, HLR (*Home Location Register*).
- Proporciona y administra el registro de ubicación de usuarios visitantes, VLR (*Visitor Location Register*).
- Soporta ínter conectividad entre sistemas MSCs (IS-41).
- Servicio SMS (*Short Message Service*).
- Proporciona la medición y monitoreo de operaciones, así como facturación.
- Rastreo y localización de los móviles.

Cada uno de estos bloques se divide en varios elementos funcionales únicos, los cuales soportan el protocolo de comunicaciones especificado por los estándares de la UIT-T⁹. Ver *Figura 1.5*.

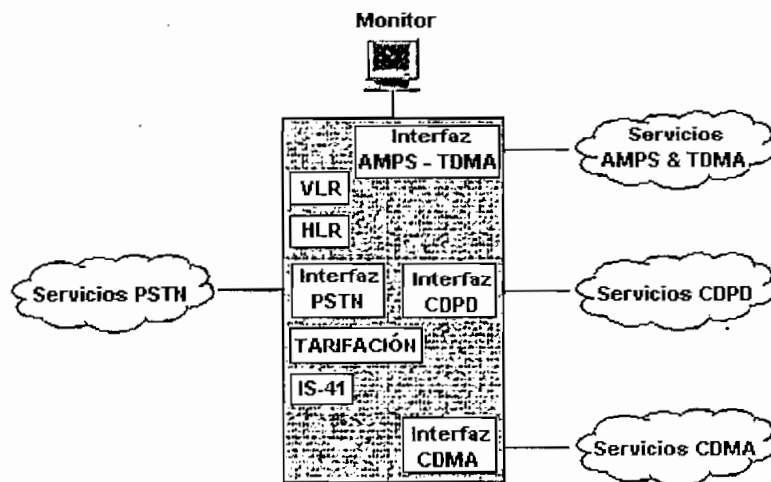


Figura 1.5.- La central de conmutación móvil, MSC ^[18]

⁹ UIT-T: Parte de la UIT, encargada del desarrollo de las telecomunicaciones, antes la CCITT.

1.2.2.1. Conexiones de Telefonía Celular

Las conexiones de comunicación para telefonía celular, sin importar el tipo de sistema celular que esté utilizando la MSC, ya sea éste AMPS, TDMA, CDMA o CDPD, básicamente son las siguientes:

- Llamada de tierra a móvil.
- Llamada de móvil a tierra.
- Llamada de móvil a móvil.

Los canales utilizados en los procesos de conexión son:

- Canal de control: *Paging* o voceo, asignación de canal y adquisición de parámetros del sistema; y,
- Canal de voz.

1.2.2.2. Supervisión de Llamadas y *Hand-off*

Cada canal activo (en uso por alguna unidad móvil) es muestreado por un *locate receiver* (receptor local), la función de éste es tomar muestras de la intensidad de la señal recibida desde el móvil. Cada célula debe tener un receptor local por cada sector.

Después de tomar cierto número de muestras, éstas son enviadas a la MSC. La MSC analiza estas muestras y en base a ellas decide cambiar o no al móvil de célula, cierto número de estas muestras (*RSSI*, *Received Signal Strength Indicator*) deben ser igual o por debajo de cierto valor predeterminado (*HOTL*, *Hand-off Threshold*), normalmente $HOTL = -95$ dBm.

Si un móvil en su correspondiente célula de servicio (célula A) está realizando una llamada a un teléfono de la PSTN y utiliza la frecuencia f_A ; conforme el móvil se mueve hacia la célula B (célula candidata), su *RSL* (*Received Signal Level*), desde su célula de servicio, empieza a caer. El *RSL* es

monitoreado por el circuito receptor local en la MSC. Cuando el *RSL* cae abajo del HOTL, la BS (*Base Station*) informa a la MSC del suceso. La MSC solicita a todas las BSs adyacentes que midan el *RSL* (una serie de *RSSI*) y toma nota de estas estadísticas.

Cuando el *RSL* del móvil se vuelve más fuerte en una determinada célula, la MSC activa un nuevo canal (f_B) de la célula candidata e informa de esto a la célula A. La célula de servicio (A) envía un mensaje al móvil informándole que pase a sintonizar f_B de la célula B. La MSC arregla estos cambios para no perder la comunicación con el teléfono fijo (PSTN). Todo el proceso requiere aproximadamente de 200 ms, tiempo en el que no hay canal de voz para conversación, esto se escucha como un *click*. Ver *Figura 1.6*.

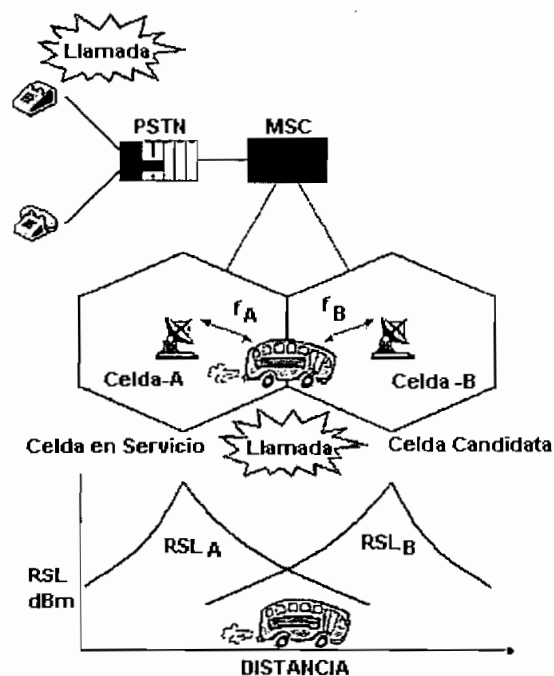


Figura 1.6.- El Proceso básico de hand-off^[18]

1.2.1.3. Registro HLR (*Home Location Register*)

El HLR es una base de datos fija, la cual se utiliza para almacenar la siguiente información del abonado, del móvil y servicios relacionados con el abonado:

- Nombre, dirección y servicios adicionales contratados.
- Estado de servicio.
- MIN (*Mobile Identification Number*).
- Número de directorio.
- SEN (*Serial Electronic Number*).
- Duración de las llamadas.
- Información pertinente para negar el servicio.
- Datos suplementarios sobre el origen y terminación de las llamadas.
- Información sobre el proveedor del servicio.

El HLR también mantiene contacto con el VLR, para que éste le informe cuando un suscriptor se ha registrado en el sistema.

1.2.2.4. Registro VLR (*Visitor Location Register*)

El VLR es una base de datos dinámica y se utiliza para almacenar información de los abonados actualmente localizados fuera de su área original (*Roaming*¹). Almacena la información necesaria del abonado para el manejo de las llamadas que éste genere o reciba. El VLR almacena información temporal, la cual puede cambiar como resultado de la operación normal del sistema.

1.2.2.5. Soporte del Protocolo IS-41

El Estándar Interino 41 (IS-41) es un protocolo especial, cuya principal función es permitir que varias MSC se comuniquen entre ellas. El IS-41 permite el *roaming* de abonados.

1.2.2.6. Servicio SMS

El Servicio SMS (*Short Message Service*), es utilizado como su nombre lo indica para enviar mensajes cortos entre los teléfonos celulares, son mensajes de

¹ *Roaming*: Característica que permite al móvil hacer y recibir llamadas en cualquier red de telefonía celular con el mismo número telefónico, para ello se requiere de acuerdos de *roaming* entre cada operadora.

datos y no de voz, razón por la cual no existe en el sistema celular analógico AMPS pero sí en los sistemas celulares digitales como TDMA.

1.2.2.7. Facturación

La MSC lleva un registro detallado de cada llamada, incluyendo lo siguiente:

- Uso de enlaces aéreos.
- Uso de troncales (E1).
- Información para descargar pagos (por ejemplo llamadas al 1 800).

1.2.2.8. Rastreo y Localización de los Móviles

La MSC es capaz de rastrear un móvil activo sobre AMPS/TDMA/GSM o CDMA y puede registrar todas las actividades relativas al procesamiento de las llamadas. Esta característica es útil para mapear la cobertura de las células en AMPS/TDMA/GSM y CDMA.

1.2.3. LA UNIDAD MÓVIL Y LA CÉLULA ^[1,18]

La unidad móvil o unidad del abonado es un transceptor (transmisor y receptor) portátil para comunicaciones de voz y datos, diseñado para comunicarse con los equipos de radio de los CS (*cell sites*) en cualquiera de los canales disponibles.

Trabaja en modo *full duplex*, para lo cual requiere dos rutas: *Forward path* o ruta directa y *Reverse path* o ruta inversa. Para las tecnologías AMPS, TDMA, GSM y CDMA se tiene 45 MHz de separación entre las dos rutas, lo cual protege a los canales de mutua interferencia.

Además, cada móvil tiene un número telefónico de 10 dígitos representado por 34 bits, este número se lo conoce como MIN (*Mobile Identification Number*), el cual se distribuye como se indica a continuación:

- MIN₁: 7 primeros dígitos para el número telefónico convertidos en 24 bits.
- MIN₂: 3 últimos dígitos para el código de área convertidos en 10 bits.

Cada móvil viene programado de fábrica con un número electrónico de serie, SEN (*Serial Electronic Number*) de 32 bits, el cual es útil para prevenir la clonación.

Por otro lado la célula como se puede ver en la *Figura 1.7*, es un área física cubierta por una determinada radio base, la cual tiene como características principales:

- Es un área geográfica cubierta por señales radiofrecuencia.
- La fuente de radiofrecuencia está localizada en el centro de la célula.
- La forma y tamaño de la célula dependen de muchos parámetros:
 - Potencia de transmisión (ERP, *Effective Radiated Power*).
 - Ganancia y patrón de la antena.
 - Ambiente de propagación.
 - Nivel de recepción de la señal (RSL) en el borde de la célula (aproximadamente - 90 dBm definido en el borde de la célula). Por lo tanto una célula es prácticamente irregular.
 - Cada estación base tiene diferente potencia de transmisión.



Figura 1.7.- La célula ^[18]

1.2.3.1. Comparación de una Célula Práctica con una Teórica

Para este análisis se empieza con una comparación física y para ello se utiliza la *Figura 1.8* en la que se puede observar las siguientes diferencias:

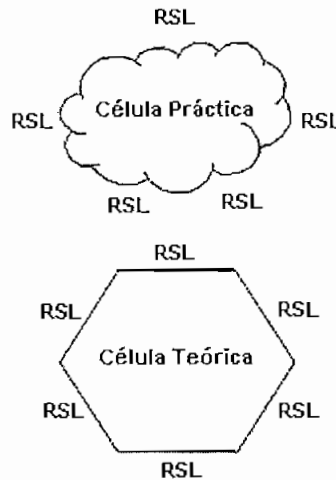


Figura 1.8.- Comparación de una célula práctica con una teórica ^[18]

- Una célula práctica es irregular a diferencia de la célula teórica.
- La potencia de la señal es idéntica en el borde de una célula teórica, ésta tiene un *RSL* (*Received Signal Level*) igual en todo su perímetro.
- La célula teórica es hexagonal y sirve para planear y dimensionar un sistema.
- El arranque inicial de una célula teórica está basado en herramientas de predicción asistidas por computadora (*software*) que se aproximan a una célula práctica, en un ambiente de propagación.

1.2.3.2. Radio de la Célula

De la *Figura 1.9* se puede deducir la *Ecuación 1.1*:

$$\cos 30^\circ = \frac{r}{R} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad r = \frac{\sqrt{3}}{2} R = 0,866R \quad [1.1]$$

Donde: R = Radio de la Célula [km].

r = Distancia del centro de un lado del hexágono al vértice, $2r$ es la distancia entre dos células hexagonales [km].

Esta fórmula fue desarrollada en 1977 por *Lucent* y se encuentra actualmente en uso. Se puede ver que r es prácticamente el radio de la célula y la región de *hand-off*.

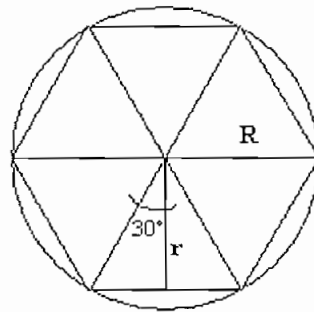


Figura 1.9.- Radio de la célula

1.2.3.3. Propiedades de Distancias de Células Hexagonales

La distancia entre dos células hexagonales está expresada en la *Ecuación* 1.2. Ver *Figura 1.10*.

$$2r = \sqrt{3}R = 1,732R \quad [1.2]$$

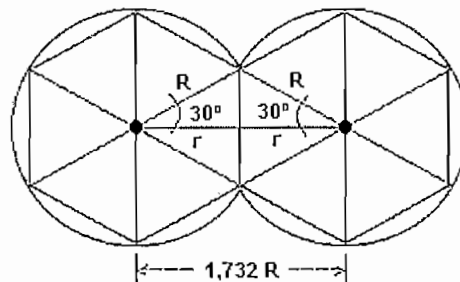


Figura 1.10.- Distancia entre células hexagonales adyacentes ^[18]

Dos células hexagonales adyacentes son equivalentes a dos círculos traslapados. Esta región de traslape es la región de *hand-off*.

1.2.4. COBERTURA, AGRUPAMIENTO Y REUSO DE FRECUENCIAS EN LAS CÉLULAS [1, 7, 18, 20]

1.2.4.1. Cobertura de la Célula

La cobertura de la célula depende principalmente de dos tipos de parámetros:

1. Definidos por el sistema móvil:
 - Potencia de transmisión.
 - Altura, ganancia y ubicación de las antenas.
 - Directividad.
2. No definidos por el sistema móvil:
 - Ambiente de propagación.
 - Perfil geográfico.

Ambos tipos de parámetros tienen una gran influencia sobre la cobertura de radiofrecuencia, sin embargo, los no definidos por el usuario son difíciles de predecir y varían de acuerdo al lugar. Debido a estos parámetros es que las células en la práctica son muy irregulares en su cobertura, ver la *Figura 1.11*.

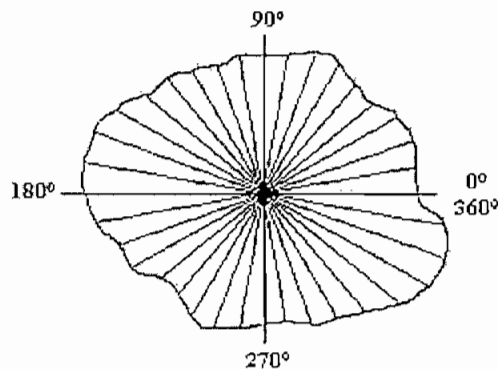


Figura 1.11.- Célula práctica con diferentes alcances de cobertura en cada dirección [18]

Se han desarrollado varios modelos para predecir la propagación de radiofrecuencia tanto para ambientes abiertos como para ambientes cerrados,

tomando en cuenta los dos tipos de parámetros (sobre todo los no definidos por el usuario). Los modelos que se pueden mencionar son los descritos en la *Tabla 1.2*.

		RANGO DE FRECUENCIA	RANGO DE DISTANCIA	VALIDEZ	
MODELO	AMBIENTES ABIERTOS	DE LONGLEY-RICE	40 [MHz] - 100 [GHz]	1 [km] - 10 [km]	ENTORNOS URBANOS IRREGULARES
		DE DURKIN	40 [MHz] - 100 [GHz]	1 [km] - 10 [km]	ENTORNOS NO URBANOS IRREGULARES
		DE OKUMURA-HATA	150 [MHz] - 1500 [MHz]	1 [km] - 20 [km]	ENTORNOS URBANOS NO IRREGULARES
		DE WALFISH-BERTONI	800 [MHz] - 1900 [MHz]	1 [km] - 10 [km]	ENTORNOS NO URBANOS NO IRREGULARES
		DE MICRO-CÉLULAS PARA PCS BANDA ANCHA	1800 [MHz] - 2000 [MHz]	1 [km] - 2 [km]	ENTORNOS NO URBANOS REGULARES E IRREGULARES
	AMBIENTES CERRADOS	DE PÉRDIDAS POR DIVISIONES	800 [MHz] - 1900 [MHz]	1 [m] - 100 [m]	DEFINE PARÁMETROS PARA CADA TIPO DE MATERIALES
		DE PÉRDIDAS LOG-NORMAL	400 [MHz] - 4000 [MHz]	1 [m] - 25 [m]	DEFINE PARÁMETROS PARA CADA TIPO DE MATERIALES
		DE MOTLEY-COST 231	1700 [MHz] - 1900 [MHz]	2 [m] - 100 [m]	DEFINE PARÁMETROS PARA CADA TIPO DE MATERIALES
		DE SALE-VALENZUELA	1500 [MHz] - 1900 [MHz]	1 [m] - 25 [m]	OFICINAS, PASILLOS Y SALAS CON PAREDES
		DE FACTOR DE ATENUACIÓN	850 [MHz] - 4000 [MHz]	2 [m] - 100 [m]	DEFINE PARÁMETROS PARA CADA TIPO DE MATERIALES

Tabla 1.2.- Modelos de propagación para ambientes abiertos y cerrados ^[7]

Cabe mencionar que la mayoría de las herramientas de predicción basadas en computadora (*software*) principalmente para ambientes abiertos, se basan en los modelos: Modelo de Okumura-Hata y el modelo de Walfish-Ikegami. Estos modelos de predicción tienen fuertes bases teóricas, pero también se basan en una gran cantidad de datos experimentales (muestras) y en análisis estadísticos. Esto permite calcular el nivel de potencia recibida (por lo tanto atenuación) en un medio de propagación dado.

Para el caso particular del presente proyecto se considera ideal utilizar el modelo de propagación de pérdidas Log-Normal, el cual se estudia y justifica con detalle en la sección 2.3.3.1 y toma en cuenta las pérdidas en espacio libre, para lo cual se establece un modelo de propagación adicional, el cual también se lo

describe en la sección mencionada, sin embargo a continuación se presenta la ecuación lineal del modelo de propagación Log-Normal a manera introductoria:

$$L(\text{dB}) = L_0(\text{dB}) + 10 \rho \log (d/d_0) \quad [1.3]$$

Donde: d_0 = punto de ruptura de la zona de Fresnel.

$$d_0 = 4(h_1 h_2)/\lambda \quad [1.4]$$

d = cobertura en una dirección en particular.

h_1 = altura de la antena de la BS.

h_2 = altura de la antena del móvil.

λ = longitud de onda; es igual a la velocidad de la luz dividido para la frecuencia.

ρ = constante de propagación en la misma dirección que d (función del medio ambiente).

L_0 = pérdidas debidas a interferencia hasta el punto d_0 (función del medio ambiente, altura de las antenas, localización, etc.).

L = pérdidas por trayectoria en la misma dirección.

Si RSL es el nivel de la señal recibida y ERP es la potencia radiada efectiva y si $L=ERP-RSL$, entonces:

$$d = d_0 \left[10^{\frac{ERP-L_0-RSL}{10\rho}} \right] \quad [1.5]$$

Esta ecuación indica que para un ambiente (ρ) y una localización de la BS dados, la cobertura depende de los parámetros:

- Definidos por el usuario y/o proveedor del servicio:
 - ERP .
 - RSL .
 - *Altura de antenas*
- No definidos por el usuario y/o proveedor del servicio:

- Lo.

Por lo tanto, la predicción de la cobertura y el despliegue (arranque) de la BS, clasificados como ingeniería de radiofrecuencia, es una disciplina muy importante dentro de la industria celular. Pero también es un proceso que nunca se puede dar por terminado, aún en un sistema celular completamente desarrollado, siempre es necesario optimizar el desempeño de la BS y mejorar la capacidad del sistema.

1.2.4.2. Agrupamiento de las Células y Reuso de Frecuencias

Un *cluster* de células es un grupo de células idénticas, en el cual están repartidas todos los canales disponibles (frecuencias o *slots* de tiempo), de manera equitativa. También es necesario aclarar que uno de los planes de reuso de frecuencias más utilizado es el plan 7/21, donde un *cluster* es formado por 7 células y el número de células totales del patrón celular N es igual a 21. Ver la *Figura 1.12*. Aunque también hay otros planes de reuso de frecuencias que se podrían utilizar.

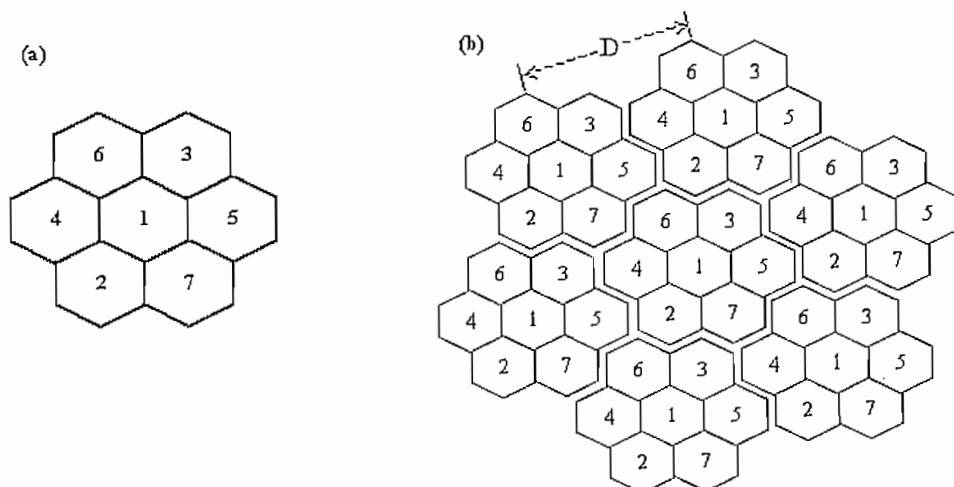


Figura 1.12.- (a) Un cluster de 7 células, (b) Detalle de un plan de reuso de frecuencias ^[18]

Debido a que el número de canales es muy limitado, su reuso debe ser planeado cuidadosamente. En la geometría hexagonal el plan de reuso está dado por la *Ecuación 1.6* (Ver Anexo A).

$$\frac{D}{R} = \sqrt{3N} \quad [1.6]$$

Donde: D = Distancia de reuso.

R = Radio de la célula.

N = Define el módulo o plan y es el número de células totales del patrón celular.

Por otro lado para definir el patrón de reuso de frecuencias y la relación D/R , se desarrolla el siguiente análisis: Definiendo i y j como los parámetros de cambio (*shift parameters 60 deg.*) de 60 grados y tomando en cuenta las siguientes ecuaciones (Ver las demostraciones en el Anexo A):

$$N = i^2 + ij + j^2 \quad [1.7]$$

$$D = \sqrt{i^2 + ij + j^2} \quad [1.8]$$

Donde: N es el número de células en el *cluster* o como se dijo anteriormente es el número de células totales del patrón celular, el parámetro i representa el desplazamiento en diámetros desde el centro de una célula en forma radial por cualquier lado del hexágono, y j representa el desplazamiento en diámetros a partir de donde termina i con una dirección de 60° antihorarios, con respecto a la dirección de i . Así se tiene por ejemplo que para el plan de reuso de frecuencias 7/21 donde $N = 21$, los parámetros i y j toman los valores 4 y 1 respectivamente. Ver en la *Figura 1.13*.

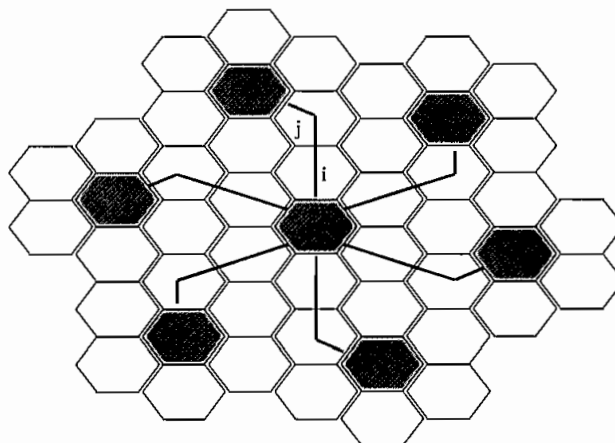


Figura 1.13.- Patrón de reuso y relación D/R . [18]

De este último análisis se puede obtener valores muy interesante como se muestra en la *Tabla 1.3*.

N	D/R	C/I [dB]			CAPACIDAD [# de canales por célula OMNI]
		$\phi = 2$	$\phi = 3$	$\phi = 4$	
3	3	6,53	11,3	16,07	138
4	3,46	6,02	11,41	16,81	104
7	4,58	5,44	12,05	18,66	59
9	5,19	5,28	12,44	19,6	46
12	6	5,15	12,93	20,71	34
21	7,94	4,98	13,98	22,97	20

Tabla 1.3.- Desempeño de la capacidad de una célula OMNI en función de la relación D/R

Para un mayor entendimiento de la *Tabla 1.3*, a continuación se muestra el detalle de cada uno de los parámetros mostrados en esta:

- **N**: Es el número de células en el *cluster*, o lo que es lo mismo, el número de células totales del patrón celular.
- **D/R**: Equivale a la raíz cuadrada del producto de *N* por 3.
- **C/I**: Es lo que se conoce como la relación potadora a interferencia (*Carrier to Interference*), parámetro muy importante en el reuso de frecuencias, y equivale a:

$$\frac{C}{I} = 10 \log \left[\frac{1}{N-1} \left(\frac{D}{R} \right)^\phi \right] \quad [1.9]$$

Por la importancia de esta relación, en el punto siguiente se aborda exclusivamente este parámetro.

- ϕ : Como se mencionó anteriormente es la constante de propagación que puede tomar los siguientes valores dependiendo de la condiciones ambientales:
 - $\phi = 2$; condiciones en ambiente de espacio libre.

- $\varphi = 2,5$ a 3; condiciones en ambiente de propagación sub-urbano.
- $\varphi = 4$; condiciones en ambiente de propagación urbano.
- **CAPACIDAD:** Se refiere a la capacidad de canales por célula, esto exclusivamente hablando de las tecnologías celulares AMPS y TDMA, que son la base del presente estudio. Siendo su valor el resultado de dividir 416 para N , puesto que 416 es el número total de canales, que en las tecnologías señaladas tiene cada operadora de telefonía celular.

El plan 7/21 donde $N = 21$, como ya se dijo, no es el único plan de reuso de frecuencias, existen otros planes de reuso bien establecidos para aplicaciones en telefonía celular con: $N = 3, 4, 7, 9$ y 12.

De esta manera se puede ver la gran importancia que representa el estudio del plan de reuso de frecuencias y como éste depende de factores como la relación portadora a interferencia, la capacidad de cada célula y la cobertura misma de cada célula; siendo por lo tanto la *Tabla 1.3* y sus ecuaciones de gran utilidad en el presente proyecto, ya que permitirá tener claro los objetivos a cumplir con respecto a los niveles de potencia, para interferir las señales de radiofrecuencia pertinentes y alcanzar la meta final que es la construcción del bloqueador de sistemas celulares.

1.2.5. INTERFERENCIA CO-CANAL ^[4, 5]

La interferencia co-canal se genera cuando un móvil está utilizando la misma frecuencia portadora que la unidad móvil de interés. Este tipo de interferencia ocurre como resultado del múltiple uso de la misma frecuencia (reuso de frecuencias).

En una BS que radia en todas direcciones, OMNI direccional, (*OMNI site*), se puede apreciar la relación entre el parámetro C/I y la capacidad de reuso de frecuencias con la ayuda de la *Ecuación 1.9*, ya que permite obtener un valor de C/I mínimo requerido para satisfacer las exigencias de las distintas

configuraciones del plan de frecuencias o patrón de reuso de frecuencias. Ver *Tabla 1.3*.

En la *Figura 1.14* ambas señales con igual frecuencia son portadoras, y por razones de análisis en un célula, C es la portadora que es interferida por la otra portadora que para este caso es I . Obsérvese que solo hay una señal que actúa como interferencia en la figura. De esto se puede decir que la potencia de la señal portadora C depende directamente del radio de la célula R y como es obvio también de las condiciones ambientales representado por φ , ($C \propto R^\varphi$). Y por otro lado, para el caso de la portadora I , ésta depende directamente de la distancia de reuso D y también de las condiciones ambientales, ($I \propto D^\varphi$).

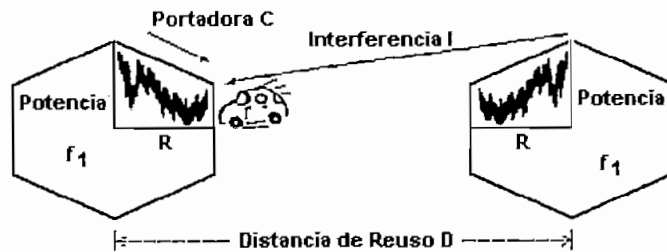


Figura 1.14.- Análisis de la relación C/I ^[18]

Si en la relación C/I se hace los respectivos reemplazos con las equivalencias indicadas anteriormente, se puede encontrar que: $C/I = (R/D)^\varphi$; cuando se considera el caso tal como se indica en la *Figura 1.14*, donde la portadora de la célula más lejana se considera como interferencia de la portadora que aporta la célula más cercana al móvil. Y $C/I = (D/R)^\varphi$; cuando se considera a la portadora de la célula más cercana al móvil, como la interferencia de la portadora que aporta la célula más lejana, siendo éste el caso más común dado que el móvil inicialmente se engancha de la portadora más fuerte y luego se va alejando de la misma continuando enganchado a esa portadora y consecuentemente la portadora de la célula próxima actúa como interferencia. Cualquiera de estas dos fórmulas mencionadas se usan cuando solo hay una señal de interferencia.

Para el caso de $N-1$ señales de interferencia es fácil pensar que la señal I ahora es más fuerte $N-1$ veces, de esto resulta que: $C/I = (1/N-1) \times (D/R)^{\beta}$, finalmente expresando en dB y dado que es una relación de niveles de potencia se obtiene que:

$$\frac{C}{I} = 10 \log \left[\frac{1}{N-1} \left(\frac{D}{R} \right)^{\beta} \right] \quad [1.9]$$

1.2.6. CAPACIDAD DE CANAL

La capacidad de canal es la capacidad del sistema para ofrecer canales libres a sus abonados.

La capacidad de canal está determinada por la ingeniería de tráfico. El objetivo de la ingeniería de tráfico es proveer al sistema con circuitos de comunicación (proporcionar canales *full duplex*) en un área de servicio dada, tomando en cuenta el número de abonados y el grado de servicio (GOS, *Grade of Service*).

El GOS se define como: La probabilidad de bloqueo de llamada y se expresa en términos de la cantidad de llamadas que serán bloqueadas (no podrán ser realizadas) durante la hora pico, debido a una falta de canales.

Otro parámetro de diseño es el tiempo promedio de duración de una llamada ACHT (*Average Call Holding Time*). ACHT es el tiempo promedio que se espera que dure la llamada de cada abonado activo durante la hora pico. ACHT varía dependiendo del tipo de usuario (ejecutivo, hombre de negocios, personal, etc.).

Una ayuda para determinar la capacidad del sistema celular es la tabla de Erlang B. Esta tabla indica la cantidad adecuada o necesaria para proporcionar un determinado grado de servicio, para un número dado de suscriptores. Véase la columna de capacidad de la *Tabla 1.3*.

1.2.7. SECTORIZACIÓN DE LA CÉLULA Y CONFIGURACIONES DEL SITIO DE CÉLULA (BS) ^[1,18]

- Teóricamente cada sector se trata como una célula OMNI.
- Debido al lóbulo de radiación angosto de cada antena, los canales se pueden reutilizar más veces en cierta dirección y esto mejora la capacidad del sistema.
- Estas configuraciones son utilizadas en ambientes urbanos densos.

TIPO DE SECTORIZACIÓN DE LAS CÉLULAS	CARACTERÍSTICAS
120°	Muy utilizada actualmente; requiere en total por célula, 9 antenas ya que por sector se utiliza 1 antena para transmisión y 2 para recepción, ya que se dispone de la antena principal y la utilizada para diversidad de espacio.
60°	Ya no se utiliza porque tiene un alto costo. Requiere 18 antenas por célula.

Tabla 1.4.- Tipos de sectorización de células

1.2.7.1. Sectorización de 60°

- La sectorización de 60 grados es realizada dividiendo la célula en seis sectores. Ver *Figura 1.15*.

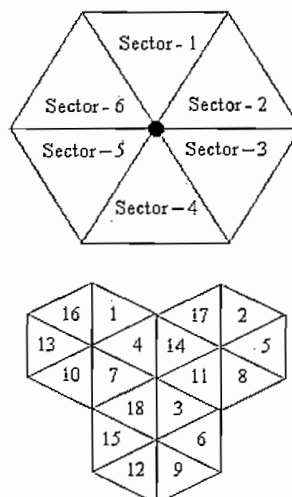


Figura 1.15.- Sectorización de 60°

- Se usan antenas direccionales en cada sector.
- Una antena de ancho de haz angosto permite más reuso de frecuencias.
- Tiene más capacidad que una planeación de 120° .

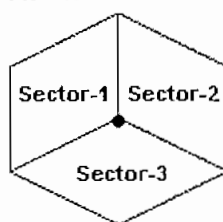
1.2.7.2. Sectorización de 120°

- La sectorización de 120° se realiza dividiendo la célula en tres sectores.
- Se usan antenas direccionales en cada sector (tres juegos de antenas por célula).
- La directividad de la antena permite más reuso que una antena OMNI.
- Tiene más capacidad que una antena OMNI.

En la *Figura 1.16*, también se puede observar el plan *Tri-celular* el cual es una representación alterna y tiene la ventaja de usar antenas de ancho de haz más angosto, lo que le permite simular perfectamente la forma teórica de tres células adyacentes pero más independientes que en el caso del plan sectorizado de 120° convencional.

Cabe anotar que éste es el más utilizado y es el modelo de sectorización predominante en el Ecuador.

Plan Tri-Sectorizado



Plan Tri-Celular

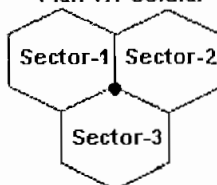


Figura 1.16.- Sectorización de 120° [18]

1.2.7.3. Cálculo C/I : Plan Celular Sectorizado

La fórmula utilizada para el cálculo de C/I en el caso de que exista sectorización de la célula, es la misma con la que se viene trabajando, con la diferencia de que en un plan sectorizado cualquiera que sea éste, hay que tomar en cuenta que dado que ahora se utilizan antenas más direccionales el número de posibles señales que actúan como interferencia se reduce a la mitad para el caso de la sectorización de 120° y hasta la tercera parte para el caso de sectorización a 60° ; obteniendo como resultado que las condiciones de reuso de frecuencia son cada vez menos exigentes.

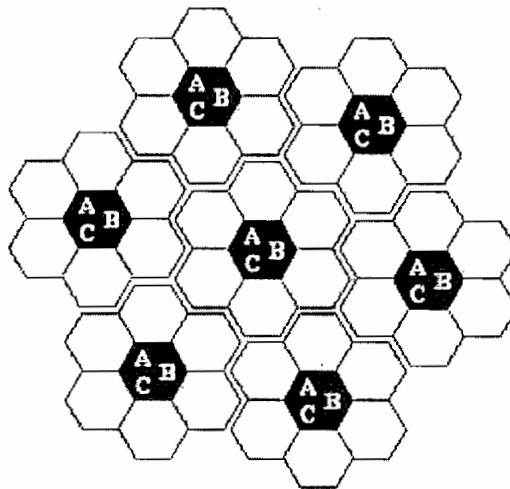


Figura 1.17.- Plan de reuso $N=7$, con células sectorizadas a 120° ^[18]

En el Ecuador, donde actualmente trabajan las tecnologías celulares AMPS, TDMA, CDMA y GSM; se maneja un plan de reuso de frecuencia 7/21 y además se utiliza, el plan de sectorización de 120° *Tri-cellular*.

Se puede hacer las siguientes analogías con la ayuda de los datos obtenidos en base a los cálculos y conceptos matemáticos y a los oficialmente expuestos por la Secretaria Nacional de Telecomunicaciones.

La relación C/I (bajo las condiciones de que cada sector equivale a una célula y que la situación ambiental obedece a la de una zona urbana con $\varphi =$

3,8), según los datos de la *Tabla 1.5*, indica que debe ser mayor o igual a 24 dB el mismo que normalmente exigen las autoridades, para cumplir con los parámetros mínimos de calidad de servicio, de las operadoras en el Ecuador, esto claro está con respecto a los sistemas analógicos (AMPS). Con respecto a los sistemas digitales (TDMA), las condiciones de reuso de frecuencia son menos exigentes, sin que esto signifique que los criterios usados en los sistemas analógicos no sean válidos para este tipo de sistemas, la diferencia radica básicamente en las características propias de lo que es un sistema digital y sus diferencias con uno analógico, sin que las características particulares que hacen diferente a la tecnología TDMA de la AMPS tengan influencia sobre este parámetro muy importante; teniendo así que la relación C/I deba ser mayor o igual a 17 dB para sistemas digitales, como se estipula en los parámetros de calidad de servicio mínimos a cumplir por las operadoras.

N	D/R	C/I [dB]				CAPACIDAD [# de canales por célula sectorizada]
		$\phi = 2$	$\phi = 3$	$\phi = 3.8$	$\phi = 4$	
3	3	9,54	14,31	18,13	19	138
4	3,46	9	14,43	18,74	19,82	104
7	4,58	8,45	15	20,35	21,67	59
9	5,19	8,29	15,45	21,17	22,61	46
12	6	8,16	15,94	22,17	23,72	34
21	7,94	8	17	24	26	20

Tabla 1.5.- Desempeño de la capacidad de una célula sectorizada a 120°

1.2.7.4. Configuración del Sitio de Célula o B.S. (*Cell Site o Base Station*)

Una BS es capaz de soportar varios radios o transceptores y utiliza un radio de Transmisión/Recepción por cada canal *full duplex*. El número típico de radios por BS es aproximadamente de 48, según el estándar AMPS.

Cada radio de AMPS da servicio a un suscriptor a la vez. Cada radio de TDMA da servicio a tres suscriptores a la vez (en intervalos de tiempo, *interleaving*). Esto incrementa la capacidad de canal.

La naturaleza del radio sea ésta digital o analógica, es controlada por *software*, de esta manera se ofrecen los dos servicios en la misma radio-base. La radio-base es una red de acceso múltiple donde cada canal es modulado individualmente por su respectivo radio, posteriormente es amplificado y combinado para formar así un grupo de canales de alta potencia. Esta señal de radiofrecuencia compuesta es alimentada a una antena y es transmitida. En el receptor la señal llega muy débil y es amplificada con un LNA (Amplificador de bajo ruido), después es dividida en varias señales y alimentada cada una a sus respectivos radios para recuperar la señal. Se reciben dos señales idénticas por medio de la antena de diversidad. Las dos señales recibidas son comparadas en la MSC y ésta elige la más fuerte. La radio-base y la MSC se interconectan a través de enlaces E1 (2,048 Mbps). El *switch* de *Cross Point* convierte los datos de paralelo a serial y viceversa. Ver la *Figura 1.18*.

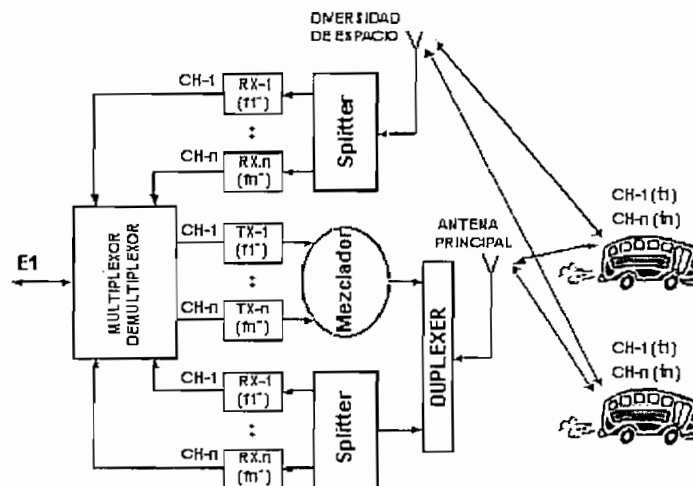


Figura 1.18.- Configuración de la radio-base ^[18]

En el receptor las señales recibidas son filtradas (filtro pasa-banda) en el duplexer y alimentadas a los radios adecuados (los receptores) a través del *splitter* o separador (varios filtros pasa-banda). Las funciones del *splitter* son:

- Amplificar las señales recibidas (LNA, *Low Noise Amplifier*).
- Filtrar y separar las señales de recepción.
- Separar las señales de recepción en el número correspondiente de señales (cantidad de radio-receptores).

Un sistema receptor idéntico, que proporciona diversidad espacial, recupera las señales emitidas por un mismo transmisor, pero que difieren en el tiempo de llegada por el problema de multicaminos, típico en las radio-comunicaciones. Las dos señales recibidas son comparadas y se utiliza la más fuerte, esta técnica de diversidad es la normalmente utilizada en recepción.

1.2.8. ALGUNOS CONCEPTOS SOBRE ANTENAS EN TELEFONÍA CELULAR

Una antena es un dispositivo de procesamiento de señales que transmite y recibe ondas electromagnéticas al mismo tiempo. Hay dos categorías principales: Antenas pasivas y antenas activas.

El patrón de radiación de una antena pasiva depende del tipo de antena y de su construcción, ya que el patrón de radiación no se fija hasta después de construir el sistema y no es manipulable una vez implementado y por ende, el patrón de radiación se puede manipular mecánicamente (hasta cierto grado). El *Mechanical Downtilt*¹ es un método muy utilizado para manipular y controlar la radiación de señales dentro de una célula.

El patrón de radiación de una antena activa depende del tipo de antena, construcción y circuitería interna de la antena. Generalmente se utilizan técnicas de DSP (*Digital Signal Processing*) para generar el patrón de radiación deseado. De esta manera, la mayor parte de la energía se puede transmitir hacia cierta dirección, siendo de esta forma manipulable el patrón de radiación. Hay dos tipos generales de patrón de radiación: OMNI-direccional (en todas direcciones) y direccional (en cierta dirección).

¹ *Mechanical Downtilt*: Método que consiste en manipular las características mecánicas del arreglo de antenas, para obtener el patrón de radiación deseado.

Las antenas OMNI-direccionales se utilizan en las radio-bases OMNI y las antenas direccionales en las sectorizadas. A continuación se describen los parámetros más importantes de las antenas para la ingeniería de sitio de célula o radio base:

- Directividad y ganancia.
- Ancho de haz.
- Razón frente - atrás (*front-to-back* o *front-to-back-ratio*).
- Respuesta en frecuencia o ancho de banda.

1.2.8.1. Directividad y Ganancia de la Antena

La directividad de la antena determina el grado de concentración de la energía transmitida en una dirección con respecto a las otras direcciones. Lo anterior provoca una ganancia en la potencia de transmisión, y se expresa como ganancia en una dirección vs. ganancia isotrópica. Ver la *Figura 1.19*.

La ganancia de la antena es un parámetro de diseño muy importante para calcular el presupuesto.

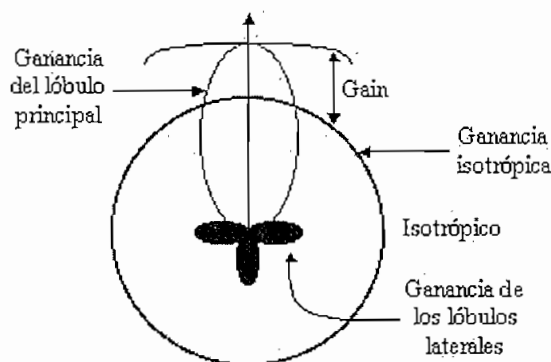


Figura 1.19.- Directividad y ganancia de la antena ^[18]

1.2.8.2. Ancho de Haz de Radiación de la Antena

El ancho del haz de radiación de una antena se calcula con la siguiente ecuación:

$$\text{Ancho de haz} = 2.q \quad [1.10]$$

Donde: q es el ángulo con respecto al *bore sight* (línea de vista o dirección en la que la ganancia es máxima), y su ganancia es 0,707 del máximo valor.

El desempeño de una célula sectorizada depende mucho del ancho del haz de la antena. Ver *Figura 1.20*.

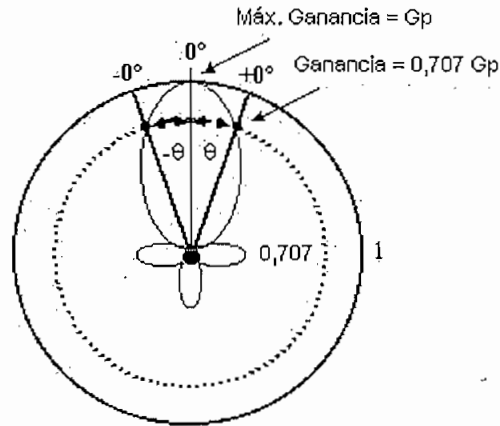


Figura 1.20.- Ancho de haz de radiación de la antena ^[18]

1.2.8.3. Relación Frente–Atrás de la Antena

La relación *front-to-back* de la antena se define como la razón de la potencia radiada por el lóbulo principal de la antena sobre el lóbulo que se encuentra atrás de la antena. Ver *Figura 1.21*.

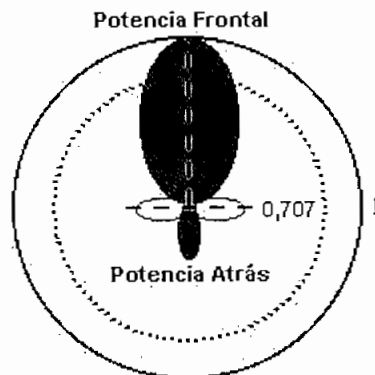


Figura 1.21.- Relación Front-to-Back ^[18]

1.2.8.4. Ancho de Banda y Respuesta en Frecuencia de la Antena

Toda antena tiene una respuesta en frecuencia, lo cual significa que permite el paso de ciertas frecuencias y atenúa otras.

En la *Figura 1.22*, se muestra la respuesta en frecuencia de una antena (ganancia vs. frecuencia):

$$AB = f_H - f_L \quad [1.11]$$

Donde: AB = Ancho de Banda.
 f_H = frecuencia superior de - 3dB.
 f_L = frecuencia inferior de - 3dB.

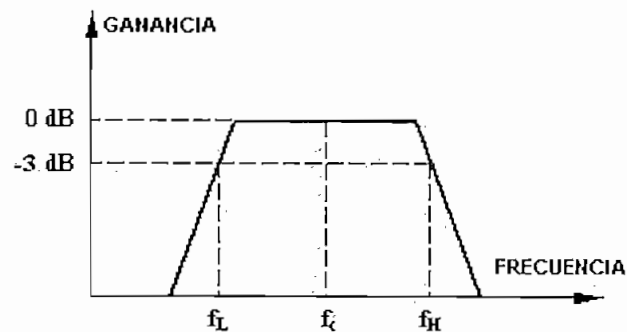


Figura 1.22.- Respuesta en frecuencia

La antena es un componente esencial en cualquier sistema de radio comunicación. En radio comunicación celular los problemas de ingeniería que requieren mucha atención en el diseño de enlaces de radiofrecuencia, típicamente son:

- Tipo de antena.
- Respuesta en frecuencia de la antena.
- Patrón de radiación de la antena.
- Altura de la torre.
- Antena *Downtilt*.

1.3. TECNOLOGÍAS CELULARES: AMPS Y TDMA [5, 6, 16]

El modo dual AMPS-TDMA es un sistema de radio comunicaciones móvil de banda angosta, donde un modo de operación es AMPS y el otro es TDMA. En la *Figura 1.23* se muestra la configuración de una radio-base para el modo dual, constituido por un radio programable para el modo dual y equipo de apoyo.

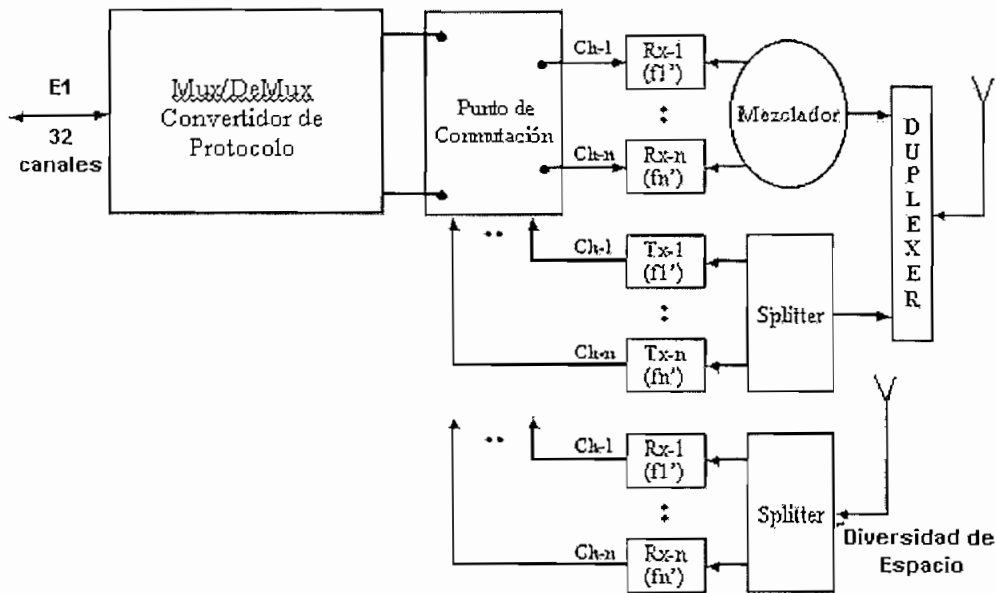


Figura 1.23.- Configuración de la radio-base en el modo dual (analógico y digital) [17]

De la *Figura 1.23*, las asignaciones de frecuencia en cada radio se realizan durante la ingeniería de sitio de célula o radio-base. No se pueden hacer cambios de manera dinámica. Todo el proceso es controlado y monitoreado por el sistema inteligente residente en la MSC.

Antes de empezar con el estudio en particular de las tecnologías AMPS y TDMA, aún todavía vigentes en el Ecuador; a continuación se presenta una breve descripción de lo que ha sido la evolución de las normas celulares pertinentes en este proyecto:

- TIA/EIA-553, AMPS; Tecnología de primera generación con transmisión de voz analógica.

- IS-54B; Extensión de AMPS que incluye voz digital, es la base para TDMA.
- IS-136; Sistema completamente digital (TDMA), con capacidad de soportar dualidad de sistemas.
- IS-41; Estándar para interconexión de sistemas: *Roaming, hand-off*.

1.3.1. TECNOLOGÍA AMPS, ADVANCED MOBILE PHONE SYSTEM ^[14, 17]

El estándar para telefonía celular analógica AMPS es EIA-553 y es una tecnología considerada de primera generación, en la cual se utiliza modulación analógica, específicamente modulación en frecuencia (FM) para la transmisión de voz y modulación digital del tipo *Frequency Shift Keying* (FSK) para señalización. El método de acceso que utiliza para la selección de canal es el denominado Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA).

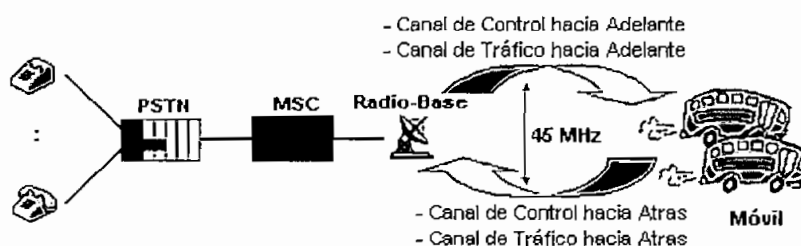


Figura 1.24.- Advanced Mobile Phone System (AMPS) ^[17]

De manera simplificada las características principales del sistema AMPS se mencionan a continuación:

1. Consiste de dos bandas de frecuencia, A y B las cuales se encuentran dentro del rango de 824 MHz a 894 MHz, cada banda cubre 25 MHz y tiene una separación de 20 MHz entre cada grupo de transmisión.
2. Cada banda tiene 416 pares de frecuencias (pares de portadoras, que permiten la conexión *full duplex*) o 416 canales de radio frecuencia, con 30 kHz cada portadora ($25 \text{ MHz} / 30 \text{ kHz} = 833$ portadoras, $833/2 = 416$ canales de radiofrecuencia).

3. Cada par de frecuencias tiene una separación de 45 MHz entre transmisión y recepción, lo cual permite la operación *full duplex*.
4. De los 416 canales de radiofrecuencia de una banda determinada, 21 son de control y se utilizan para el envío de las señales necesarias (monitoreo y señalización) para el establecimiento de las llamadas.
5. De los 416 canales de radiofrecuencia de una banda determinada, 395 son de voz y si fuese necesario se puede utilizar uno de estos canales para control.
6. En la radio base se utiliza un transceptor (transmisor y receptor) por canal de radiofrecuencia, el mismo que emite la señal a potencias que varían desde 0,5 W (27 dBm) hasta 7 W (38 dBm).
7. Existe un solo canal de voz en cada canal de radiofrecuencia, ésta es una diferencia básica entre AMPS y TDMA.
8. Cada canal de voz soporta una sola conversación a la vez. Se transmite 4 diferentes tipos de señales sobre éste:
 - Voz.
 - SAT (*Supervisory Audio Tone*).
 - Señalización.
 - Datos.

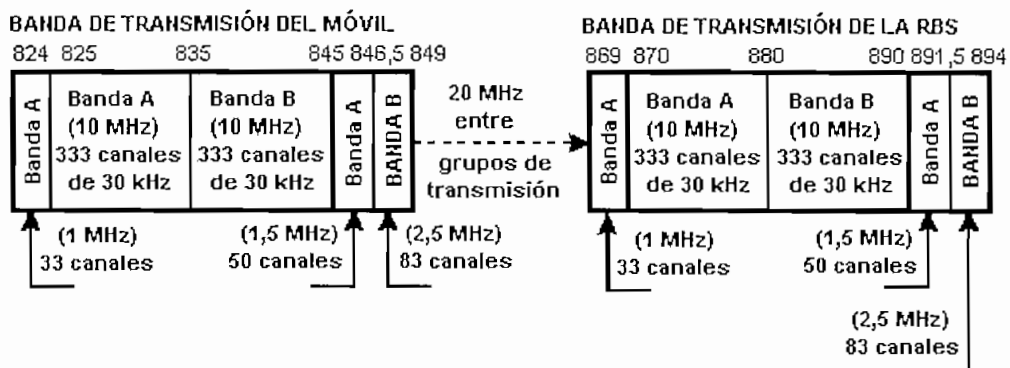


Figura 1.25.- Distribución del espectro entre las bandas A y B del sistema celular AMPS y TDMA, en la banda de 800 MHz ^[4]

En el transmisor tanto del móvil como de la BS, las señales de voz primero son comprimidas en una relación de compresión de 2 a 1, utilizando un compresor silábico y después se modulan en frecuencia (FM). En el receptor se hace lo opuesto, demodulación en frecuencia y descompresión de 1 a 2.

1.3.1.1. Método de Acceso en AMPS ^[21]

En los ambientes inalámbricos, la señal de radio transmitida está sujeta a varios degradantes como ruido, interferencia, desvanecimiento, etc., por lo que un buen método de acceso deberá ser capaz de tolerar estos atenuantes así como permitir la eficiente y total utilización de los recursos del sistema disponible. Desde este punto de vista y dependiendo de la aplicación, el sistema celular AMPS utiliza el método de acceso FDMA (*Frequency Division Multiple Access*).

FDMA, es un método de acceso inherentemente analógico y de aquí la razón por la cual al sistema AMPS se lo conoce como un sistema celular analógico y por ende de primera generación. Así también FDMA, es considerado el método más antiguo y familiar porque a lo largo de la historia cada aplicación de radio lo ha utilizado.

En FDMA, un único canal de radio frecuencia es asignado a cada usuario durante la duración de una llamada. El canal no podrá ser compartido con ningún otro usuario durante la llamada. Ver *Figura 1.26*.

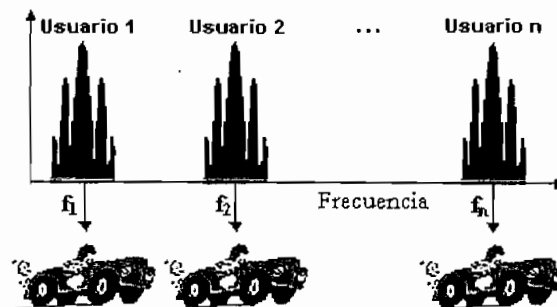


Figura 1.26.- Método de acceso FDMA ^[17]

Con este tipo de método de acceso el control lógico de asignación de canal es muy simple, pero los recursos de ancho de banda de cada canal no son usados eficientemente. Para mejorar la capacidad del sistema es que se crea lo que se denomina "Plan de Reuso de Frecuencias" y los respectivos conceptos como la relación C/I y la interferencia co-canal.

1.3.1.2. Canalización AMPS/TDMA ^[6]

Una de las principales similitudes entre las tecnologías AMPS y TDMA, es justamente la canalización, es decir lo que se conoce como la distribución de cada uno de los canales de voz y de control, en las Bandas A y B, dentro del espectro de frecuencias de 824 MHz a 894 MHz. Razón por la cual este punto es válido tanto para el estudio de la tecnología AMPS como de la TDMA,

Como ya se dijo el espectro de frecuencia que utilizan AMPS y TDMA se extiende desde 824 MHz hasta 894 MHz y se distribuye como se puede ver en la *Figura 1.25*. En este espectro se ubican canales de voz y de control tanto para la Banda A como para la Banda B, identificando a cada canal por un número, el cual para un fácil manejo se lo distingue con la sigla *N*, este número de canal se extiende desde *N* igual a 1 hasta *N* igual a 799, luego continua la numeración desde *N* igual a 991 hasta *N* igual a 1023, dando en total 832 canales (Ver Anexo B). Este salto en la numeración se debe a razones de estandarización y para que las ecuaciones utilizadas en identificar el valor de la frecuencia portadora a partir del número *N* tengan validez.

A continuación se muestran las tablas que permitirán identificar con facilidad las frecuencias de las portadoras que manejan las radio-bases y los teléfono móviles, así como también se establece diferencia entre canales de voz y de control. De tal forma que conociendo el número del canal (*N*), se podrá obtener su correspondiente par de frecuencias (Transmisión/Recepción).

N.- de canal	Frecuencias de Transmisión Estación Móvil [MHz]	Frecuencias de Transmisión Radio Base [MHz]
$991 \leq N \leq 1023$	$0,03(N-1023) + 825$ [1.12]	$0,03(N-1023) + 870$ [1.13]
$1 \leq N \leq 312$	$0,03 N + 825$ [1.14]	$0,03 N + 870$ [1.15]
$667 \leq N \leq 716$	$0,03 N + 825$	$0,03 N + 870$

Tabla 1.6.- Canales de voz Banda A

N.- de canal	Frecuencias de Transmisión Estación Móvil [MHz]	Frecuencias de Transmisión Radio Base [MHz]
$355 \leq N \leq 666$	$0,03 N + 825$	$0,03 N + 870$
$717 \leq N \leq 799$	$0,03 N + 825$	$0,03 N + 870$

Tabla 1.7.- Canales de voz Banda B

Nº de canal	Frecuencias de Transmisión Estación Móvil [MHz]	Frecuencias de Transmisión Radio Base [MHz]
$313 \leq N \leq 333$	$0,03 N + 825$	$0,03 N + 870$

Tabla 1.8.- Canales de control Banda A

Nº de canal	Frecuencias de Transmisión Estación Móvil (MHz)	Frecuencias de Transmisión Radio Base (MHz)
$334 \leq N \leq 354$	$0,03 N + 825$	$0,03 N + 870$

Tabla 1.9.- Canales de control Banda B

1.3.1.3. Procesos de comunicación con AMPS

La comunicación entre la radio-base y el móvil se basa en un protocolo especial de procesamiento de llamadas, el cual se describe en el estándar IS-54. Este estándar trata básicamente cada uno de los siguientes tipos de llamadas:

- Fijo a móvil.
- Móvil a fijo.
- Móvil a móvil.
- *Hand-off*.

1.3.1.3.1. Llamada de Fijo a Móvil

Al encender el móvil, éste rastrea los 21 canales de control (Ver Figura 1.27a) y selecciona (*locks on*) el más fuerte (Ver Figura 1.27b), usualmente corresponde al más cercano (la radio-base más cercana).

El móvil monitorea el FOCC (*Forward Control Channel*) buscando un posible mensaje de *paging* o voceo. Si el móvil reconoce que el voceo es para él, espera hasta que el bit *busy/idle* cambie a *idle* y después responde al mensaje de voceo para indicar su presencia. (El bit *busy/idle* se utiliza para coordinar y controlar el uso de un solo canal de control por varios canales de voz).

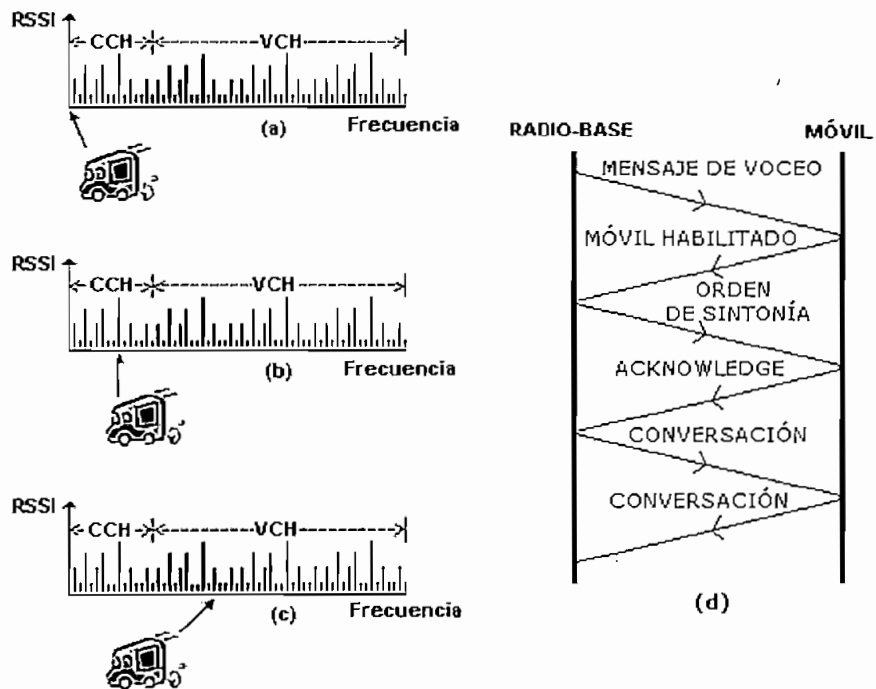


Figura 1.27.- Proceso de llamada básico. (a) Teléfono móvil rastrea los 21 canales de control (CCH). (b) Móvil toma el canal de control más fuerte. (c) Móvil recibe desde la MSC el canal de voz asignado (VCH) ^[17] (d) Proceso de handshake entre la radio-base y el móvil

La MSC envía la orden de sintonía y el número de canal de voz al que debe sintonizarse, mientras que el móvil manda un *acknowledge* sobre el RECC (*Reverse Control Channel*) y calcula la frecuencia correspondiente utilizando las ecuaciones de las frecuencias de transmisión y recepción detalladas en las

Tablas 1.6 y 1.7. Finalmente el móvil se sintoniza al canal asignado y comienza la conversación. Ver *Figura 1.27 c*.

1.3.1.3.2. Llamada de Móvil a Fijo

Tras el arranque o inicialización de la unidad móvil y si el voceo no es para él, significa que el móvil está disponible para establecer una llamada, siendo los pasos descritos a continuación los que se realizan, para efectuar una llamada a un teléfono fijo:

- El usuario marca el número y presiona la tecla SEND.
- El móvil espera a que el bit *busy/idle* esté en *idle* y envía una solicitud de acceso sobre el RECC.
- El sistema asigna un canal de voz sobre el FOCC.
- El móvil manda un *acknowledge* sobre el RECC, calcula la frecuencia asignada y se sintoniza a ella.
- Finalmente empieza la conversación.

1.3.1.3.3. Llamada de Móvil a Móvil

Igual al caso anterior, si tras el arranque o inicialización de la unidad móvil, el voceo no es para el móvil, los pasos para la comunicación entre dos teléfonos móviles es como se detalla a continuación:

- El usuario marca el número y presiona la tecla SEND.
- El móvil 1 espera a que el bit *busy/idle* entre al estado de *idle* y envía una solicitud de acceso sobre el RECC.
- El Sistema vocea al móvil 2 (el cual debe estar en modo *idle*, es decir no ocupado, para luego engancharlo al canal de control más fuerte en otra o si es el caso en la misma célula).
- El móvil recibe el voceo sobre el FOCC y responde sobre el RECC.
- El sistema asigna un canal de voz a cada móvil.

- Los dos móviles mandan el *acknowledge* sobre sus respectivos RECC, calcula la frecuencia del canal asignado y se sintoniza a los respectivos canales.
- Finalmente la conversación empieza.

Note que en la comunicación de móvil a móvil, no hay un enlace directo entre los móviles, esto se refiere a que en una comunicación de este tipo existirán en total cuatro vías para la comunicación *full duplex* como en una comunicación telefónica, dos para cada móvil, las cuales a su vez son una para el un sentido de la comunicación y la otra para el otro sentido.

1.3.1.4. El Canal de Control en AMPS ^[1, 14, 17, 19]

El canal de control celular está formado por el *Forward Control Channel* (FOCC) y el *Reverse Control Channel* (RECC) sobre los cuales la transmisión de datos entre la radio-base y al teléfono móvil tiene lugar. Para evitar interferencia entre el FOCC y el RECC existe una separación de banda de seguridad de 45 MHz. Los 21 canales de control que existen, tanto en la Banda A como en la Banda B, transportan datos de información, para lo cual se utiliza modulación digital FSK con ± 8 kHz de desviación de frecuencia.

El FOCC es transmitido desde la radio-base hacia el móvil para voceo, asignación de canal, etc.. La transmisión de datos sobre el FOCC está basada en la codificación de 28 bits de control en un código BCH (40, 28, 5). La palabra codificada es entonces transmitida por medio de una modulación FSK con ± 8 kHz de nivel discreto de desviación de frecuencia para representar 1s y 0s lógicos. Debido a que es un canal de radiofrecuencia, los datos recuperados son distorsionados por el ruido, interferencia, etc. Y como resultado, la información es sujeta a una degradación, causando la reducción en la capacidad del FOCC.

El RECC por su lado es transmitido desde el teléfono móvil hacia la radio-base para originar una llamada, su proceso suele denominarse acción de "acceso

a canal", el cual es usado por el móvil para acceder a un teléfono de la PSTN u otro móvil.

La transmisión de datos sobre el RECC está basada en la codificación de 36 bits de control en un código BCH (48, 36, 5). Esto significa que si en la palabra decodificada se encuentran más de dos errores, ya sea por ruido, interferencia, etc., una alarma será generada y la palabra será declarada inválida, reduciendo así la capacidad del RECC. Tanto el RECC como el FOCC son *full duplex* y operan de manera coordinada.

1.3.1.4.1. Códigos BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) y Modulación FSK

El código BCH es una generalización del código Hamming¹ y tiene las siguientes características principales:

- Pertenece a los códigos cíclicos y permite múltiple corrección de errores.
- En telefonía celular, el código BCH ayuda a corregir errores tanto en la unidad móvil (Errores en FOCC), como en la radio base (Errores en RECC).
- Se aplican en sistemas de radio celular, específicamente en telefonía celular analógica (AMPS).

A continuación se detalla las equivalencias por medio de un ejemplo:

EL CÓDIGO BCH: 40, 28, 5 (n, k, d)	
40	$n = 40$ bits de longitud de palabra (transmite 40 bits), obedece a: $n = 2^m - 1$ [1.16], donde m es un entero positivo.
28	$k = 28$ bits de información (Control), obedece a: $k > n - mt$ [1.17], donde t será el número de bits que el código es capaz de corregir.
40-28 = 12 bits de paridad (Redundancia)	
5	$d = 5$ bits d distancia de Hamming, obedece a: $d_{min} \geq 2t + 1$ [1.18]
Este código es capaz de corregir: $(5-1)/2 = 2$ bits por palabra.	

Tabla 1.10.- Ejemplo del código BCH: 40, 28, 5 (n, k, d)

¹ Código Hamming: Refiérase al punto 1.3.2.2.1.

Para el ejemplo anterior que es precisamente la codificación utilizada por el canal FOCC, se puede decir que si se detectan más de dos errores (por desvanecimiento, ruido, interferencia) entonces se generará una alarma, ya que el código no podrá corregir más de dos errores y por lo tanto la palabra se retransmitirá; esto también puede entenderse como que la máxima tasa de bits errados (BER) que puede soportar un sistema que utiliza esta codificación es de 2 bits errados por cada 40 bits de longitud de palabra, lo mismo que equivale a un BER menor o igual 0,05.

El mismo análisis anterior es también aplicable a la codificación que utiliza el canal RECC, obteniendo en este caso que la máxima tasa de bits errados que puede tolerar el RECC es de 0,042, siendo un valor más exigente que para el caso del FOCC.

La transmisión de datos sobre el canal de control, se basa en la modulación FSK con ± 8 kHz de nivel discreto de desviación de frecuencia. Ver la *Figura 1.28*.

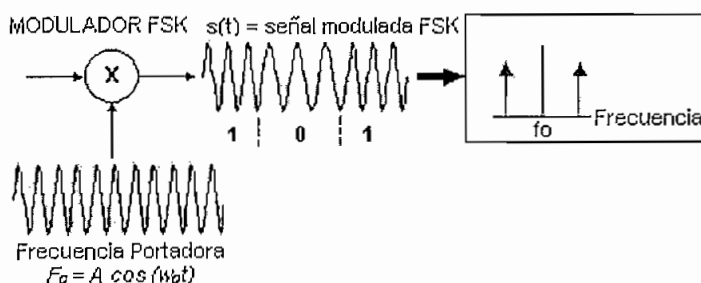


Figura 1.28.- Modulación FSK^[17]

En esta técnica, la portadora asume una frecuencia para el símbolo binario 1 y otra frecuencia para el símbolo binario 0. Esto se representa como:

$$S_1(t) = A \cos(\omega_0 + 2\pi\Delta f_0)t; \text{ para } 1_L \quad [1.19]$$

$$S_2(t) = A \cos(\omega_0 - 2\pi\Delta f_0)t; \text{ para } 0_L \quad [1.20]$$

Donde: ω_0 = Frecuencia portadora sin modular.
 $\pm\Delta f_0$ = ± 8 kHz.

Durante el proceso de modulación en FSK se genera un número infinito de bandas laterales, éstas se atenúan con un filtro; sin embargo, siempre queda presente un residuo, estas señales residuales provocan la interferencia de canal adyacente o interferencia co-canal.

Es necesario aclarar que para reducir la componente DC de la señal codificada en BCH, se realiza una codificación adicional en Manchester¹, antes de proceder a la modulación en FSK. Ver *Figura 1.29*.

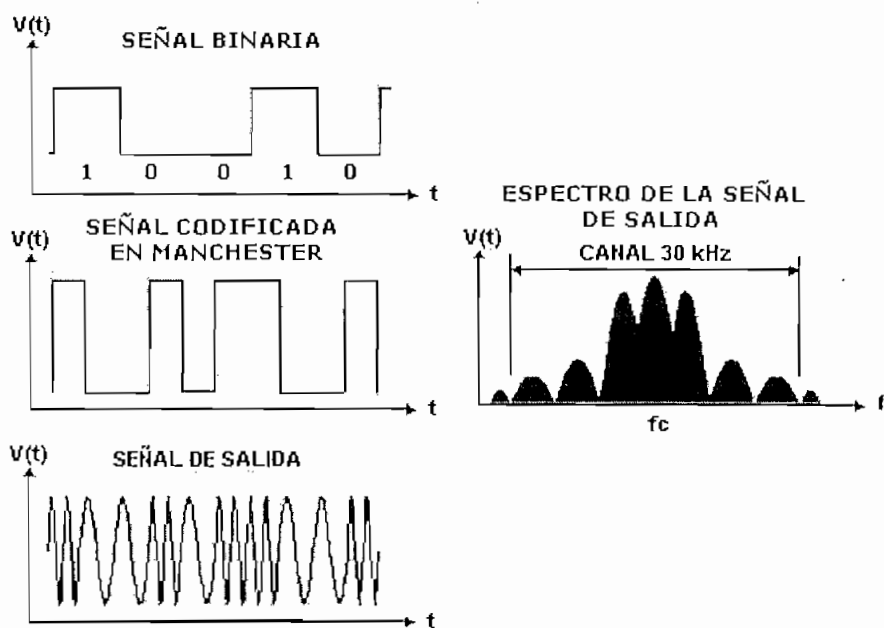


Figura 1.29.- Modulación FSK^[17]

1.3.1.4.2. Características de la Trama del FOCC (Forward Control Channel) ^[1, 14, 17]

- La velocidad de transmisión de la trama del FOCC es de 10 kbps.
- La trama se codifica en BCH (40, 28, 5).
- La decisión de palabra correcta/incorrecta se basa en la obtención (recepción) de 3 palabras correctas de 5 palabras recibidas.
- Empieza con una palabra de 10 bits para sincronismo de bit.
- Sigue una palabra de 11 bits para sincronizar la trama (*frame*).

¹ Codificación Manchester: Cada 1 binario se representa con un pulso de período de medio bit positivo seguido por un pulso de período de medio bit negativo. Del mismo modo, el 0 binario se representa con un pulso de período de medio bit negativo seguido por un pulso de período de medio bit positivo.

- Después del sincronismo de trama siguen tres tipos de información:
 - Secuencia A = MIN (Si LSB (Último bit de sincronismo) es 0).
 - Secuencia B = MIN (Si LSB es 1).
 - Bit BIS = Secuencia *busy/Idle* (ocupado/desocupado).

Tanto la palabra A como la B se repiten cinco veces para disminuir al mínimo la probabilidad de errores, antes de volver a transmitir otra trama.

El bit BIS va intercalado entre las palabras o secuencias de datos A y B a razón de 1 bit BIS cada 10 bits de datos, así como también está presente al finalizar los 10 bits de sincronismo de bit y al finalizar los 11 bits de sincronismo de trama. Esto indicará si el RECC está ocupado o no. La longitud de la trama es de 42,1 ms y el bit BIS se envía a 1 kbps.

En la *Figura 1.30* se puede ver gráficamente la estructura de la trama del canal de control hacia delante (FOCC).

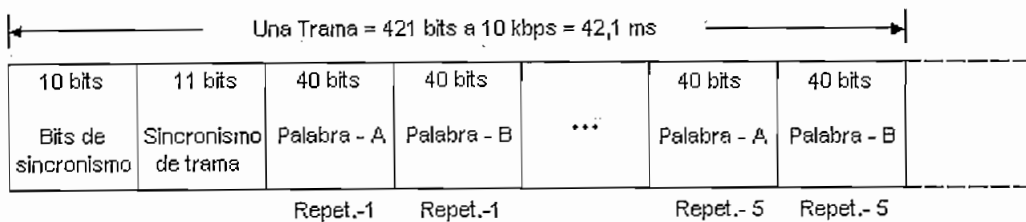


Figura 1.30.- Estructura de la Trama en el FOCC^[17]

Los tipos de mensajes a ser transmitidos sobre el canal de control hacia delante son:

- Mensaje de control de estación móvil.
- Mensaje de encabezado.
- Mensaje de control de llenado.

El mensaje del FOCC puede estar conformado por una o más palabras, cada una de estas palabras consta de 40 bits que pueden presentar tres diferentes tipos de distribución y estos son:

- Palabra de dirección abreviada.
- Palabra de dirección extendida, tipo 1.
- Palabra de dirección extendida, tipo2.

Cada una de las abreviaturas que se pueden ver en la *Figura 1.31*, se detallan a continuación:

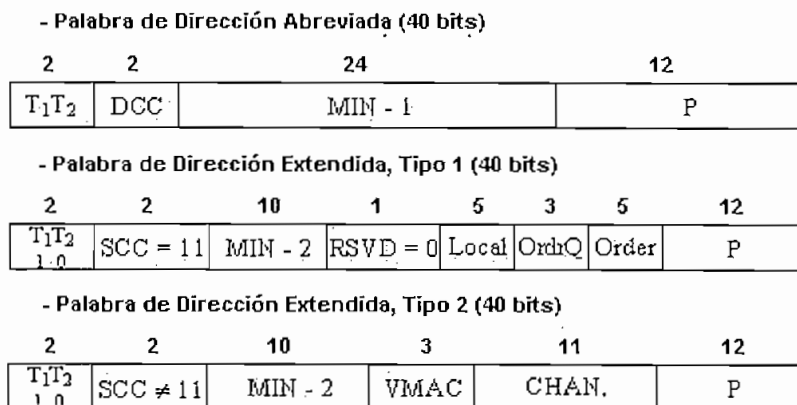


Figura 1.31.- Estructura del Mensaje del FOCC^[17]

- T₁T₂ = 00; indica que solo una palabra es enviada a continuación, T₁T₂ = 01; indica que múltiples palabras serán enviadas a continuación y éstas llevan el valor T₁T₂ = 10; y, T₁T₂ = 11; indica que es una palabra de encabezado, la cual lleva la información de los parámetros del sistema celular.
- DCC (*Digital Color Code*) = 00, 01, 10, 11; Diferencia los canales de control Co-Canal, ya que se asigna un código diferente (Ej. 00, 01, 10, 11) a cada una de las células cercanas que tienen el mismo canal de control, con el objetivo de evitar que los móviles intenten interpretar una trama que no le corresponde.
- MIN - 1 (*Mobile Identification Number*), son 24 bits los cuales representarán a los 7 dígitos del número telefónico del móvil.
- MIN - 2 (*Mobile Identification Number*), 10 bits los cuales representan el código de área de la región o país.
- P (*Parity Bits*), bits de paridad.
- SCC (*SAT Color Code*):

- Si SCC = 00; entonces $f_{SAT} = 5970$ Hz.
 - Si SCC = 01; entonces $f_{SAT} = 6000$ Hz.
 - Si SCC = 10; entonces $f_{SAT} = 6030$ Hz.
 - SCC = 11; no es una designación de canal.
- RSVD (*Reserved*), bits reservados para uso futuro.
 - LOCAL, campo de control local, este campo es específico para cada sistema y el campo ORDER debe ser fijado al control local para interpretar este campo.
 - ORDER y ORDER Q; bits para describir algunas funciones, entre ellas: Alarmas, indicaciones, alertas de parada, comprobaciones, registros, intercepciones, mantenimiento, dirección de llamada enviada, estado de intentos de llamada. Ver *Tabla 1.11*.

CÓDIGO ORDER	CÓDIGO ORDER Q	FUNCIÓN
00000	000	BÚSQUEDA (U ORIGEN)
00001	000	ALERTA
00011	000	LIBERACIÓN
00100	000	REORDENAR
00110	000	ALERTA DE PARO
00111	000	AUDITAR
01000	000	MANDAR DIRECCIÓN LLAMADA
01000	000	INTERCEPTAR
01010	000	MANTENIMIENTO
01011	000	CAMBIAR DE POTENCIA AL NIVEL DE POTENCIA 1
01011	001	CAMBIAR DE POTENCIA AL NIVEL DE POTENCIA 2
01011	010	CAMBIAR DE POTENCIA AL NIVEL DE POTENCIA 3
01011	011	CAMBIAR DE POTENCIA AL NIVEL DE POTENCIA 4
01011	100	CAMBIAR DE POTENCIA AL NIVEL DE POTENCIA 5
01011	101	CAMBIAR DE POTENCIA AL NIVEL DE POTENCIA 6
01011	110	CAMBIAR DE POTENCIA AL NIVEL DE POTENCIA 7
01011	111	RE - INTENTO DIRIGIDO - NO ÚLTIMO INTENTO
01100	000	RE - INTENTO DIRIGIDO - ÚLTIMO INTENTO
01100	001	REGISTRO NO AUTÓNOMO - SIN RECONOCIMIENTO
01101	000	REGISTRO NO AUTÓNOMO - SIN RECONOCIMIENTO
01101	001	REGISTRO AUTÓNOMO - SIN RECONOCIMIENTO
01101	010	REGISTRO AUTÓNOMO - SIN RECONOCIMIENTO
01101	011	CONTROL LOCAL
11110	000	CONTROL LOCAL
TODOS LOS DEMÁS CÓDIGOS ESTÁN RESEVADOS		

Tabla 1.11.- Equivalencias de los campos Order y Order Q

- CHAN (*Channel Assignment Code*), bits para el código de asignación del canal, indica el canal de voz asignado y se utiliza 11 bits dado que el número de canal más alto es 1023 que representado en binario es: 01111111111, y se aumenta 1 bit para en caso de futuras ampliaciones.
- VMAC (*Voice Mobile Attenuation Code*), bits para el control de la potencia del móvil. Ver *Tabla 1.12*.

NIVEL DE POTENCIA DEL MÓVIL	VMAC	POTENCIA RADIADA APARENTE NOMINAL [dBm] PARA DISTINTAS CLASES DE MÓVILES		
		I	II	III
0	000	36	32	28
1	001	32	32	28
2	010	28	28	28
3	011	24	24	24
4	100	20	20	20
5	101	16	16	16
6	110	12	12	12
7	111	8	8	8

Tabla 1.12.- Equivalencias del campo VMAC

1.3.1.4.3. Características de la Trama del RECC (*Reverse Control Channel*) ^[1, 14, 17]

- La velocidad de transmisión de la trama del RECC es de 10 kbps.
- Empieza con 48 bits para sincronización de bit.
- Continúa con 5 palabras de 48 bits cada una (A, B, C, D, E), las cuales se repiten 5 veces (redundancia).
- La trama se codifica en BCH (48, 36, 5).
- El tiempo de duración de cada trama es de 124,8 ms, esto debido a que en total la trama tiene 1248 bits los cuales se transmiten a una velocidad de 10 kbps.
- La decisión de palabra correcta/incorrecta se basa en la obtención (recepción) de 3 palabras correctas de 5 palabras recibidas.

Todas las palabras desde la A a la E se repiten cinco veces para disminuir al mínimo la probabilidad de errores, antes de volver a transmitir otra trama.

En la *Figura 1.32* se puede ver gráficamente la estructura de la trama del canal de control hacia atrás (RECC).

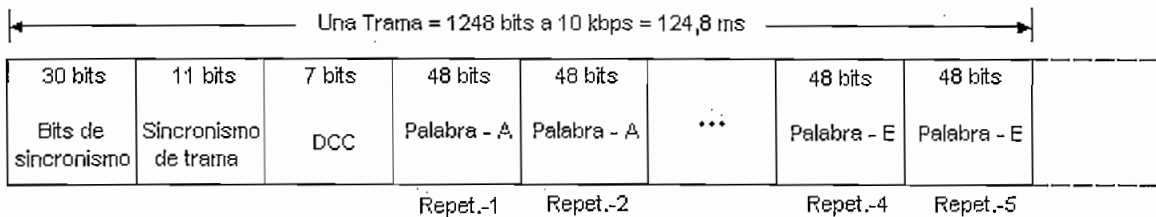


Figura 1.32.- Estructura de la Trama en el RECC^[17]

Los tipos de mensajes a ser transmitidos sobre el canal de control hacia atrás son:

- Mensaje de respuesta de búsqueda.
- Mensaje de origen.
- Mensaje de confirmación de orden.
- Mensaje de orden.

El mensaje del RECC puede estar conformado por una o cinco palabras, cada una de estas palabras consta de 48 bits que pueden presentar cinco diferentes tipos de distribución y estos son:

- Palabra de dirección abreviada.
- Palabra de dirección extendida.
- Palabra con número de serie.
- Primera palabra de la dirección llamada.
- Segunda palabra de la dirección llamada.

Cada una de las abreviaturas que se pueden ver en la *Figura 1.33*, se detallan a continuación:

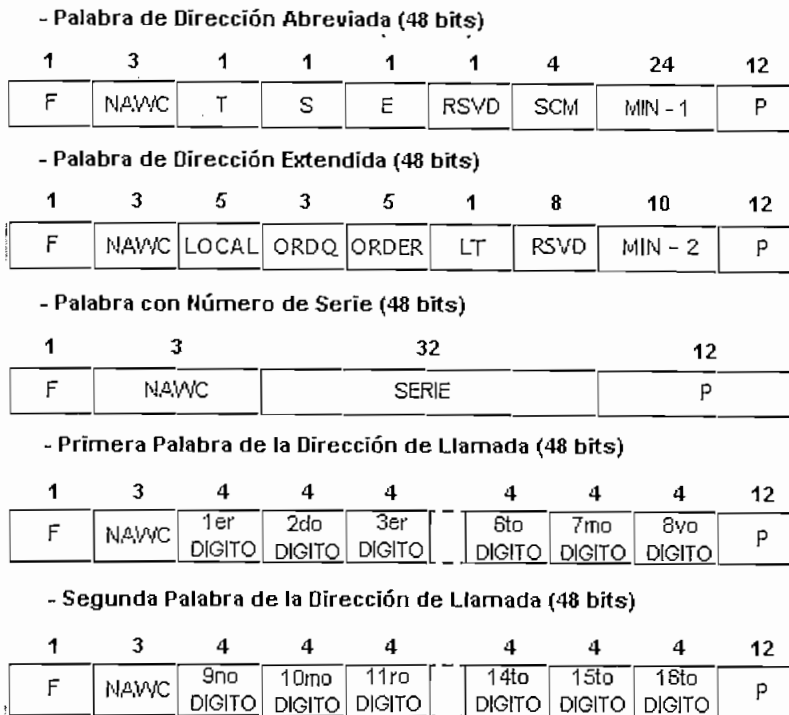


Figura 1.33.- Estructura del Mensaje del RECC [17]

- F, campo de indicación de la primera palabra. F = 1; indica que es la primera palabra del mensaje y F = 0 indica que es una de las subsecuentes palabras.
- NAWC, campo que indica el número de palabras adicionales, pudiendo ir desde cero hasta siete palabras adicionales.
- T, campo de identificación del mensaje. Si el mensaje se identifica como confirmación de orden entonces T = 1, si el mensaje se lo identifica como dirección de llamada T = 0.
- S, campo de envío del número de serie. Si la palabra número de serie se envía entonces S = 1, mientras que si la palabra número de serie no es enviada entonces S = 0.
- E, campo de dirección extendido. Si la palabra de dirección extendida es enviada entonces E = 1, mientras que si la palabra de dirección extendida no es enviada entonces E = 0.

- SCM (*Station Class Mark*), campo de marca de clase de estación, hace referencia básicamente a las características del móvil. Ver *Tabla 1.13*.

	SCM	TIPO
TIPO DE POTENCIA DEL MÓVIL	XX00	CLASE I
	XX01	CLASE II
	XX10	CLASE III
	XX11	RESERVADO
TIPO DE TRANSMISIÓN DEL MÓVIL	X0XX	CONTINUA
	X1XX	DISCONTINUA
TIPO DE ANCHO DE BANDA DEL MÓVIL	0XXX	20 [MHz]
	1XXX	25 [MHz]

Tabla 1.13.- Equivalencias del campo SCM

- ORDER y ORDER Q; bits para describir algunas funciones, entre ellas: Alarmas, indicaciones, alertas de parada, comprobaciones, registros, intercepciones, mantenimiento, dirección de llamada enviada, estado de intentos de llamada. Ver *Tabla 1.11*.
- LOCAL, campo de control local, este campo es específico para cada sistema y el campo ORDER debe ser fijado al control local para interpretar este campo.
- LT, campo de código de último intento. Si no se trata del último intento del móvil por obtener servicio entonces $LT = 1$, mientras que si se trata del último intento del móvil por obtener servicio $LT = 0$.
- RSVD (*Reserved*), bits reservados para uso futuro.
- MIN - 1 (*Mobile Identification Number*), son 24 bits los cuales representarán a los 7 dígitos del número telefónico del móvil.
- MIN - 2 (*Mobile Identification Number*), 10 bits los cuales representan el código de área de la región o país.
- SERIE, campo de número de serie, identifica el número de serie del móvil. Este campo se distribuye de la siguiente forma: Los 8 bits más significativos es decir del 31 al 24 corresponden al código del fabricante, del 23 al 18 deben ser reservados e inicialmente todos están en cero lógico y los bits del 17 al 0 son asignados exclusivamente por el fabricante para identificar cada uno de sus modelos y unidades.

- DÍGITO, campo de dígito, hace referencia a los dígitos de la dirección de llamada, los cuales tienen su equivalencia en binario como se muestra en la *Tabla 1.14*.

DÍGITO	CÓDIGO
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
0	1010
*	1011
#	1100
NULO	0000

Tabla 1.14.- Equivalencias del campo DÍGITO

- P (*Parity Bits*), bits de paridad.

1.3.1.5. El Canal de Voz en AMPS ^[1,17]

El canal de voz celular al igual que el de control también está formado por dos partes el *Forward Voice Channel (FOVCH)* y el *Reverse Voice Channel (REVCH)* sobre los cuales la transmisión de voz, señalización y datos entre la radio-base y al teléfono móvil tienen lugar. Para evitar interferencia entre el FOVCH y el REVCH existe una separación de banda de seguridad de 45 MHz. Los 42 canales de control que existen, tanto en la Banda A como en la Banda B, transportan información la cual se la puede clasificar básicamente en dos tipos analógica y digital, esto en base a la modulación que utiliza, es así pues que se hace una clasificación del tipo de información en base a la modulación que utiliza, esto es:

- FM es usada para: Voz y Señalización.
- FSK es usada para: Datos (Únicamente durante el proceso *hand-off*):
 - Señales de voz; $\Delta f = \pm 12$ kHz.

- SAT, (*Supervisory Audio Tone*); $\Delta f = \pm 2$ kHz.
- ST, (*Signaling Tone*); $\Delta f = \pm 8$ kHz.

Es muy importante recalcar que una de las diferencias básicas entre los canales de control y de voz en AMPS, es que en el canal de control la transmisión es exclusivamente de datos, mientras que en el canal voz la transmisión es de datos, de voz y señalización siendo estos dos últimos tipos de información transmitidos bajo modulación analógica FM (*Frequency Modulation*).

El FOVCH es transmitido desde la radio-base hacia el móvil para la comunicación de voz. La transmisión de voz sobre el FOVCH implica los siguientes procesos:

- Compresión silábica de voz de 2 a 1.
- Proceso de *Pre-emphasis*.
- Modulación FM, $\Delta f = \pm 12$ kHz.

El REVCH por su lado es transmitido desde el teléfono móvil hacia la radio-base para continuar la comunicación de voz. La transmisión de voz sobre el REVCH implica los siguientes procesos:

- Demodulación en FM.
- Proceso de *De-emphasis*.
- Descompresión silábica de voz de 1 a 2.

1.3.1.5.1. Características de la Modulación FM (*Frequency Modulation*)

La portadora de radiofrecuencia $C(t)$, varía de acuerdo con la señal modulante de baja frecuencia, $m(t)$ y se produce la señal portadora modulada $S(t)$.

En el proceso de modulación en FM, se generan bandas laterales con las siguientes frecuencias: $(f_c \pm fm)$, $(f_c \pm 2fm)$, ..., etc., donde: fm es la frecuencia de

la señal modulante $m(t)$; y, f_c es la frecuencia original o frecuencia de la portadora. Ver *Figura 1.34*.

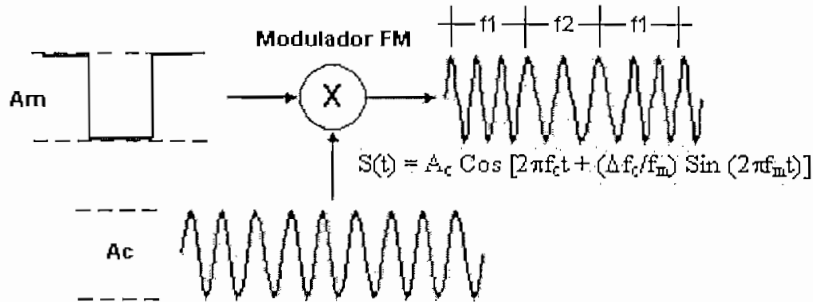


Figura 1.34.- Modulación FM [18]

Para una señal modulante de tono único, $m(t)$, cada banda lateral generada está separada de su vecina por una cantidad igual a la frecuencia de la señal modulante, f_m .

Después de la modulación, parte de la potencia de la señal portadora es distribuida entre las bandas laterales. Las bandas laterales adyacentes (más cercanas a ω_c) toman parte de la potencia de la señal portadora. Ver *Figura 1.35*.

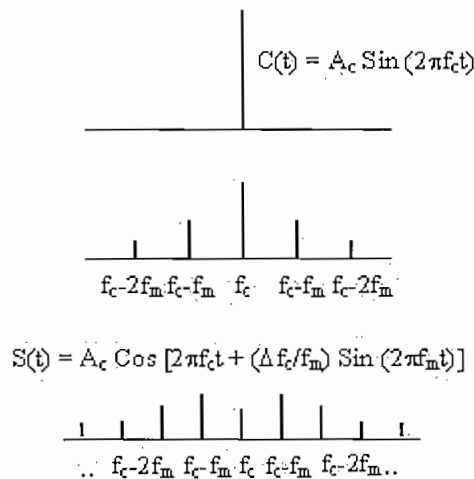


Figura 1.35.- Potencia de las bandas laterales en FM, debido a una señal modulante fuerte y otra débil [17]

Las bandas laterales de más alto orden son más débiles (toman menos potencia de la portadora) y por lo tanto, son atenuadas (casi eliminadas) por

medio de filtros de post-modulación. Por esta razón los canales adyacentes pueden coexistir con un nivel aceptable de interferencia, *C/I*.

Una señal modulante de baja intensidad (voltaje bajo) toma menos energía de la portadora y generará pocas bandas laterales, mientras que una señal modulante de alta intensidad (voltaje alto) toma más energía de la portadora y generará muchas bandas laterales.

1.3.1.5.2. Ancho de Banda del Canal de Voz

El ancho de banda de transmisión en FM, siendo un factor muy importante, tiene su dependencia en los siguientes parámetros: Voltaje de la señal modulante y frecuencia de la señal modulante. Por lo tanto, es necesario controlar el voltaje y frecuencia de la señal modulante para mantener el espectro de potencia dentro de los 30 kHz de ancho de banda de transmisión, ya que éste es el valor de ancho de banda que maneja tanto el FOVCH como el REVCH y por consiguiente el ancho de banda de un teléfono celular trabajando en AMPS. Ver *Figura 1.36*.

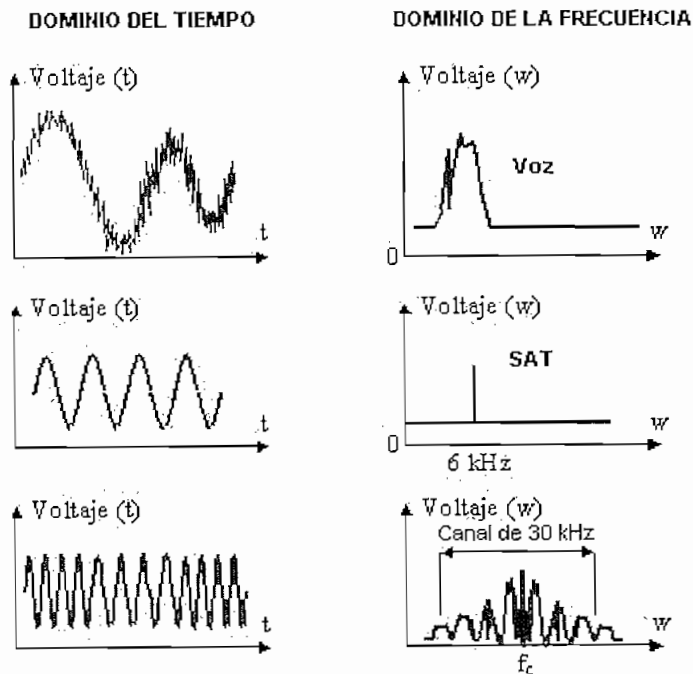


Figura 1.36.- Señales tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia^[17]

El criterio para la determinación de ancho de banda para este caso particular, se basa en la regla de Carson (Ver *Figura 1.37*), la cual dice que el ancho de banda requerido para la transmisión de una señal modulada en FM, equivale a la frecuencia más alta de la señal modulante (f_m), más la constante de desviación de frecuencia (Δf), multiplicado por dos, esto es:

$$AB_{FM} = 2 (f_m + \Delta f) \quad [1.21]$$

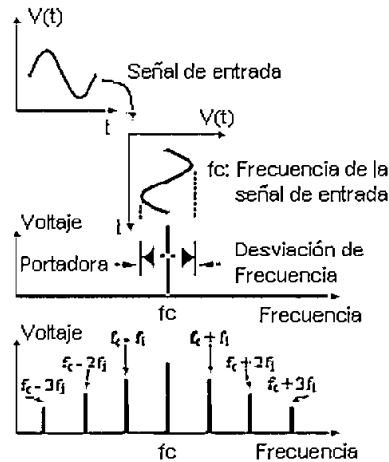


Figura 1.37.- Gráfico descriptivo del análisis de AB en FM^[17]

1.3.1.5.3. SAT (Supervisory Audio Tone)

El tono de audio de supervisión (SAT) se transmite sobre el canal de voz directo (*Forward Voice Channel*), de la radio-base al teléfono móvil y éste transmite de regreso a la base un *acknowledgement* (acuse de recibo) a través del canal de voz de reversa (*Reverse Voice Channel*).

Una de las funciones del SAT es indicar la continuidad de la conservación. La pérdida del SAT indica que la llamada ha terminado o que el proceso *hand-off* está en marcha. Existen tres frecuencias utilizadas para el SAT:

- $f_{SAT-1} = 5970$ Hz.
- $f_{SAT-2} = 6000$ Hz.

- $f_{\text{SAT-3}} = 6030 \text{ Hz}$.

Cada radio-base tiene asignado un tono de SAT que es reutilizado por otra célula, aunque otra manera de distribuir el tono es asignando en todo un *cluster* de células el mismo tono de SAT y en el *cluster* vecino se asigna un tono diferente. Las frecuencias del SAT ayudan a diferenciar los sitios co-canal. Ver la *Figura 1.38*.

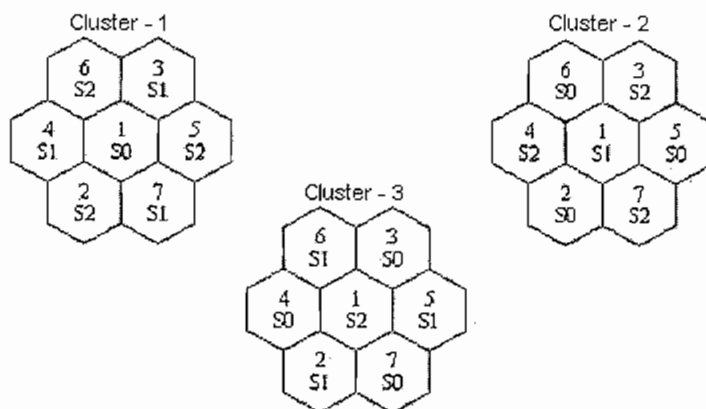


Figura 1.38.- Distribución del tono SAT por célula en cada cluster^[17]

Si el SAT es distinto al SCC (*SAT Color Code*), se silencia la voz (implica que esa señal recibida no es de esa célula o clúster). Así mismo si el SAT es inválido la transmisión se suspende o si no se recibe un SAT válido en 5 s, también se suspende, dando como finalizada o no válida una determinada comunicación telefónica.

1.3.1.5.4. Tono de Señalización (*ST, Signaling Tone*)

Un ST de 10 kHz es transmitido por el móvil a través del canal de reversa de voz (*Reverse voice channel*) como un *acknowledgment* de algunos comandos recibidos de la radio-base. Así por ejemplo un *burst* de 50 ms del ST indica un *acknowledgment* de *hand off*. El ST es similar al tono de supervisión usado en redes de telefonía convencional.

1.3.1.5.5. Transmisión de Datos a través del Canal de Voz

El único momento cuando el canal de voz en AMPS realiza transmisión de datos es durante el proceso *hand-off*, aquí el canal de voz momentáneamente se convierte en un canal modulado en FSK (± 8 kHz de desviación) y se comporta como canal de control. Una transmisión de datos de 10 kbps se hace entre la base y el móvil para asignar canal y señalización. Después de asignado el canal, continúa la conversación y durante 200 ms el usuario no puede transmitir voz, se escucha un ruido como *click* y finalmente los tonos de SAT y ST se desactivan durante la transmisión de datos.

En el FOVCH la palabra de información se repite 11 veces, mientras que en el REVCH la palabra de información se repite 5 veces. Esto es necesario para asegurar que se reciban los datos, ya que al estar el móvil en la región de *hand-off*, la señal es débil. Ver la *Figura 1.39*.

Trama del Canal de Voz Hacia Adelante durante Hand-off

101	11	40	37	11	40	
Sinc. de Bit	Sincronismo de Palabra	Palabra	Sinc. de Bit	Sincronismo de Palabra	Palabra	Repite 11 veces

Trama del Canal de Voz Hacia Atrás durante Hand-off

100	11	40	37	11	40	
Sinc. de Bit	Sincronismo de Palabra	Palabra	Sinc. de Bit	Sincronismo de Palabra	Palabra	Repite 5 veces

Figura 1.39.- Estructura de la trama del canal de voz AMPS, durante el proceso de hand-off

1.3.1.6. Localización de Canal en AMPS (*Locate Receiver*) ^[19]

Cada canal de voz es barrido por un escáner receptor, conocido como: *Locate Channel Receiver* (LR). El LR se ubica en la radio-base, en donde al recibir un comando de la MSC, los LRs monitoréan las unidades móviles, miden sus respectivas intensidades de señal (*RSSI*); y, detectan la presencia del SAT.

Los LR juegan un papel muy importante en el proceso de *hand-off* ya que reportan a la MSC las mediciones de las *RSSI* detectadas y con estos reportes la

MSC determina la ubicación y dirección de movimiento de un móvil, instruye al móvil a sintonizarse a la frecuencia de una célula adyacente e indica *hand-off* o llamada caída en ausencia del SAT.

Las actividades del LR también se conocen como supervisión de llamadas, ya que éste permanece activo durante toda la llamada del móvil y por lo tanto, está sujeto a límites en su capacidad. La cantidad de mensajes debido a los *hand-off* (actividad del LR), podría superar la capacidad del LR y saturarlo, esto ocasionaría llamadas caídas (en *hand-off*), por lo tanto sería necesario agregar otro LR en la radio-base.

Antes de agregar otro LR, es necesario analizar a fondo la capacidad del actual. Para lo cual, se utiliza el modelo de la *Figura 1.40*, donde el LR es manejado por un sintetizador de frecuencias.

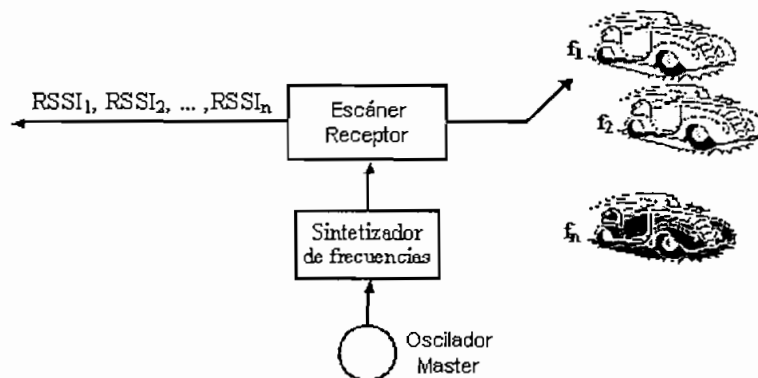


Figura 1.40.- Capacidad del Receptor Local ^[19]

Puesto que la función del LR es medir los valores de *RSSI*, al detectar el SAT de varios móviles, su capacidad se puede calcular como:

$$\text{Capacidad de canal localizado} = \frac{1}{T_L + T_{RSSI} + T_{SAT}} [\text{Canales /Tiempo}] \quad [1.22]$$

Donde: T_L = Período del reloj [ms].

T_{RSSI} = Tiempo de medición del *RSSI* [ms].

T_{SAT} = Tiempo de medición del SAT [ms].

Por ejemplo: Si $T_L = 25$ ms, $T_{RSSI} = 50$ ms y $T_{SAT} = 150$ ms.

$$\text{Capacidad} = \frac{1}{25ms + 50ms + 150ms} = 4,44/s = 16000/h$$

Esto quiere decir que en la tecnología AMPS la radio-base es capaz de evaluar o escanear 1600 veces por hora un canal de voz que está siendo usado por un móvil, con el objetivo de determinar si el canal es apto para la comunicación o si se requiere dar lugar al proceso de *hand-off*.

1.3.2. TECNOLOGÍA TDMA, *TIME DIVISION MULTIPLE ACCESS* ^[4]

El estándar IS-136 es la base de la interfaz tecnológica celular TDMA y de los servicios de comunicación personal (PCS, *Personal Communications Services*). El sistema IS-136 da la gran facilidad de mantener compatibilidad entre lo que es el sistema AMPS y los sistemas TDMA, a través de lo que se conoce como modo de operación dual, donde las capacidades analógica y digital pueden ser usadas acorde a los requerimientos del sistema y a las capacidades propias de cada uno de los teléfonos móviles.

La tecnología celular digital TDMA con su estándar IS-136, es considerada de segunda generación, ya que utiliza el método de acceso o interfaz aire TDMA (*Time Division Multiple Access*), además utiliza modulación digital tanto para la transmisión de voz como para la transmisión de la señalización, siendo la modulación de fase la que utilizan los canales de radio y más específicamente la modulación $\pi/4$ DQPSK¹ (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*).

El primer y gran adelanto que presenta el estándar IS-136, con respecto a su antecesor IS-54B (Estándar TIA/EIA 627), es la implementación del concepto de canal de control digital (DCCH, *Digital Control Channel*), manteniendo aun

¹ Modulación $\pi/4$ DQPSK: Refiérase a la sección 1.3.2.2.1.

todavía la característica digital del canal de voz, además que a su vez es capaz de manejar el estándar TIA/EIA 553 (AMPS), tanto en lo referente al canal de control como de voz. Todo esto con el objetivo de hacer menos drástica la migración del interfaz analógico a digital. Ver *Tabla 1.15*.

ESTÁNDAR	CANAL DE CONTROL	CANAL DE VOZ
EIA/TIA 553	ANALÓGICO	ANALÓGICO
IS-54B	ANALÓGICO	DIGITAL
IS-136	DIGITAL	DIGITAL

Tabla 1.15.- Evolución del estándar IS-136 (TDMA)

Así mismo otro gran adelanto de la tecnología TDMA es la ampliación del espectro de acción, ya que ahora no solo se puede manejar la banda de 800 MHz, sino también entra en funcionamiento la banda de los 1900 MHz, siendo opcional el uso de esta segunda banda dependiendo de los contratos de las telefónicas en cada uno de sus lugares de acción. Ver *Figura 1.41*.

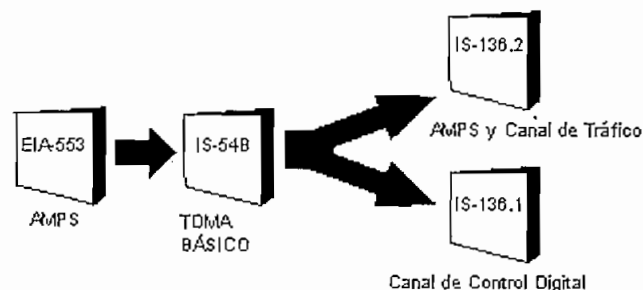


Figura 1.41.- Evolución del estándar IS-136 (TDMA) [4]

De manera simplificada las características principales del sistema TDMA se mencionan a continuación:

1. Consiste de dos bandas de frecuencia, A y B las cuales se encuentran dentro del rango de 824 MHz a 894 MHz, cada banda cubre 25 MHz y tiene una separación de 20 MHz entre cada grupo de transmisión. Ver la *Figura 1.25*.
2. Cada banda tiene 416 pares de frecuencias (pares de portadoras, que permiten la conexión *full duplex*) o 416 canales de radio frecuencia, con 30

kHz cada portadora ($25 \text{ MHz} / 30 \text{ kHz} = 833$ portadoras, $833/2 = 416$ canales de radiofrecuencia).

3. Cada par de frecuencias tiene una separación de 45 MHz entre transmisión y recepción, lo cual permite la operación *full duplex*.
4. De los 416 canales de radiofrecuencia de una banda determinada, cualquiera de éstos puede funcionar como canal de control o de voz y se utilizan ya sea para el envío de las señales necesarias (monitoreo y señalización) para el establecimiento de las llamadas o en sí para la comunicación de voz propiamente dicha. Es importante aclarar que esto se debe a la existencia del modo de operación dual que maneja este sistema, siendo también factible por esta razón que los canales de control puedan ser única y exclusivamente los mismos 21 canales por cada banda que se utilizan en AMPS.
5. En la radio base se utiliza un transceptor (transmisor y receptor) por canal de radiofrecuencia, el mismo que emite la señal a potencias que varían desde 0,5 W (27 dBm) hasta 7 W (38 dBm).
6. Pueden existir tres o seis canales de voz por cada canal de radiofrecuencia, siendo lo más común utilizar únicamente tres canales de voz por cada canal de radiofrecuencia. Cada canal de voz soporta una sola conversación a la vez.
7. En el transmisor las señales de voz primero son digitalizadas hasta obtener una señal de audio digitalizada PCM (*Pulse Code Modulation*) de 64 kbps, la cual a continuación es comprimida en una relación 8:1, por un *Speech Coder* Ver Figura 1.42.

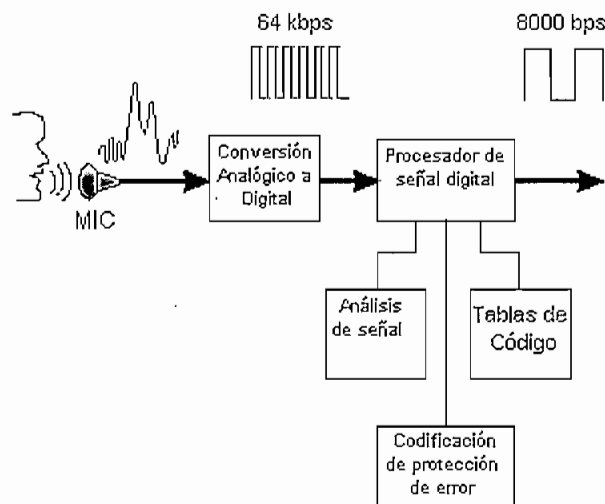


Figura 1.42.- *Speech Coder*^[4]

Luego se tiene un proceso para protección de errores, el cual consiste de una codificación de bloque y de una codificación convolucional. A continuación se hace la modulación digital en fase de la señal, para lo cual utiliza $\pi/4$ DQPSK, obteniéndose a la salida del transmisor una velocidad de transmisión de 48,6 kbps en cada canal de radiofrecuencia, para finalmente ser amplificada y transmitida.

8. En el receptor los procesos son a la inversa de lo que se hizo en transmisión.
9. La velocidad de transmisión por cada canal de voz es: 48,6 kbps; y, si el canal de radiofrecuencia se lo utiliza para tres usuarios es: 16,2 kbps.

1.3.2.1. Método de Acceso en TDMA ^[19,21]

La tecnología celular TDMA y más específicamente el estándar IS-136, utiliza el método de acceso TDMA, en el cual el tiempo es dividido en *slots*, los cuales son agrupados dentro de una sola trama, teniendo que los *slots* se repiten alternadamente. Ver la *Figura 1.43*.

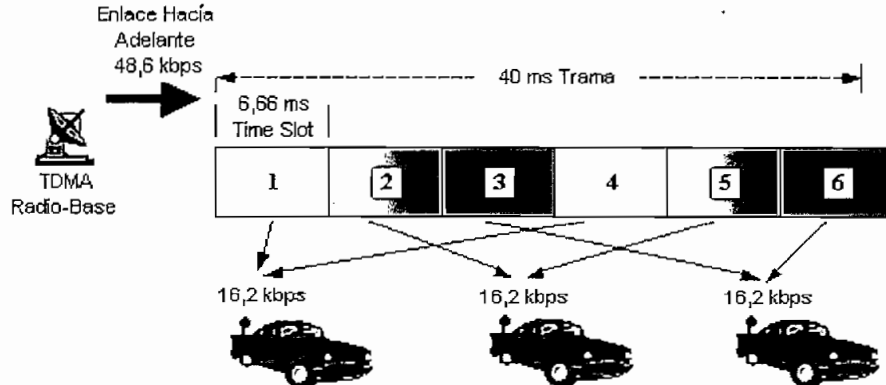


Figura 1.43.- Método de acceso TDMA ^[19]

Cada *slot* de tiempo en la trama se encuentra asignado a un solo usuario, este *slot* pertenecerá al usuario mientras la conexión dure, una vez que termine ésta, el *slot* de tiempo queda libre pudiendo cualquier otro móvil apropiarse de éste, si fuese el caso de que nadie se apropie de un determinado *slot*, esto se entendería como una disminución en la eficiencia de la trama que agrupa a los usuarios o lo que es lo mismo a los *slots* de tiempo.

TDMA en comparación con el método de acceso FDMA, tiene la gran mejora de que puede aumentar la capacidad del sistema, ya que permite manejar más usuarios en el mismo ancho de banda, pero sin embargo la problemática del control de interferencia entre células sigue existiendo, esto debido al hecho de que células vecinas presentan problemas con el uso de frecuencias similares o próximas.

En resumen el estándar IS-136 utiliza un formato de multiplexación en tiempo para lo que es la transmisión de información de cada usuario tanto en la dirección *downstream* (radio-base a teléfono móvil) como *upstream* (teléfono móvil a radio-base), mientras que a su vez para diferenciar la información de estas dos direcciones se utiliza un formato de multiplexación en frecuencia. Ver *Figura 1.44*.

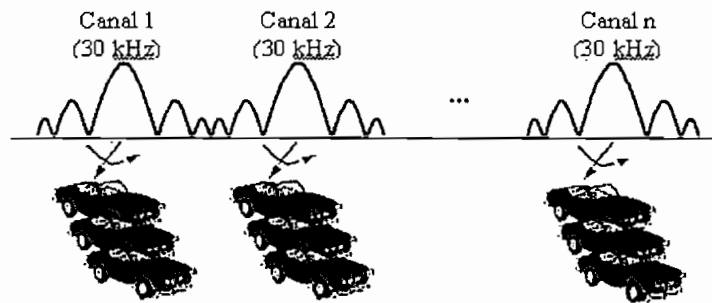


Figura 1.44.- Principio TDMA ^[19]

En el estándar IS-136, dentro de lo que es el método de acceso TDMA, existen dos alternativas para usar el canal de radiofrecuencia: El sistema *Full-rate* IS-136 y el sistema *Half-rate* IS-136.

1.3.2.1.1. Sistema *Full-rate* IS-136 ^[4]

En este sistema el canal de radiofrecuencia es compartido por tres usuarios, para lo cual se asigna dos *slots* de tiempo de la trama a cada usuario creando así un canal de velocidad completa. En este sistema los seis *slots* de tiempo de que dispone cada usuario se dividen de la siguiente forma: Dos *slots* son usados para transmisión, dos más son usados en recepción y dos más para *idle*. El teléfono celular normalmente utiliza los *slots idle* para medir la potencia de

la señal de los canales de alrededor en caso de que se requiera un proceso de *hand-off*. En este sistema los móviles transmiten cada tres *slots* de tiempo, así por ejemplo el móvil 1 utiliza los *slots* 1 y 4, el móvil 2 utiliza los *slots* 2 y 5 mientras que el móvil 3 usa los *slots* 3 y 6. En la *Figura 1.45* se muestra cómo el canal de radiofrecuencia *full duplex* TDMA es dividido en tiempo para servir a tres usuarios por canal de radiofrecuencia.

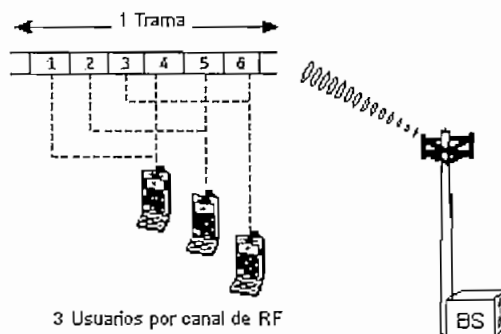


Figura 1.45.- Sistema Full-rate IS-136 [4]

Es importante entender que son dos conceptos muy distintos lo que es el *slot* de tiempo dentro de una trama y a su vez lo que es el *slot* de tiempo que manejan los usuarios, ya que el primero se refiere exclusivamente al tiempo referente al método de acceso TDMA y el segundo concepto de *slot* de tiempo se refiere únicamente a la distribución del tiempo en actividades que realiza el móvil al mismo tiempo en que se está realizando el proceso de acceso de los demás usuarios. Ver *Figura 1.46*.

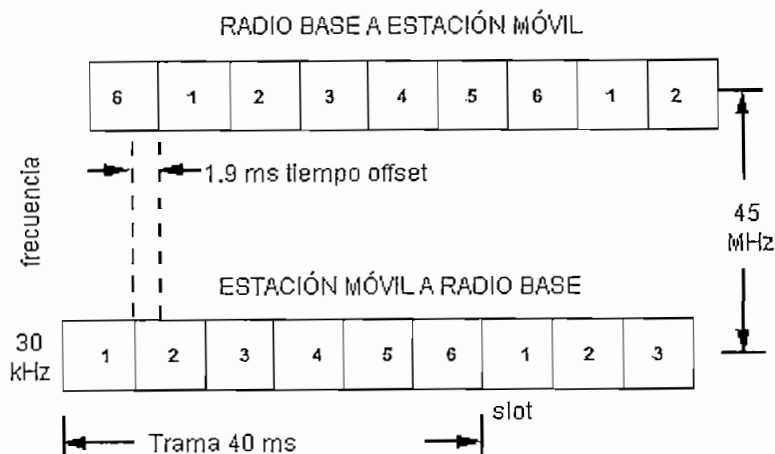


Figura 1.46.- Slots de tiempo, tramas y canales de radiofrecuencia [15]

1.3.2.1.2. Sistema Half-rate IS-136 ^[4]

En este sistema el canal de radiofrecuencia es compartido por seis usuarios, para lo cual se asigna un solo *slot* de tiempo de la trama a cada usuario creando así un canal de media velocidad. En este sistema los usuarios usan uno de los seis *slots* de tiempo de los que disponen para transmisión, uno más para recepción y los cuatro *slots* restantes para *idle*. En la *Figura 1.47* se muestra cómo el canal de radiofrecuencia *full duplex* TDMA es dividido en tiempo para servir a seis usuarios por canal de radiofrecuencia.

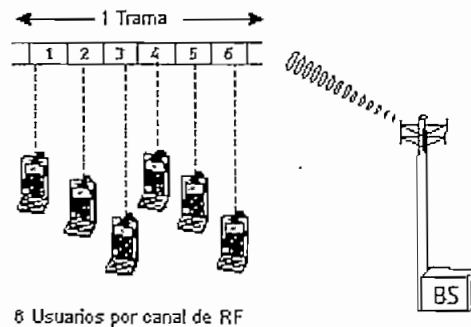


Figura 1.47.- Sistema Half-rate IS-136 ^[4]

1.3.2.2. El Canal de Control Digital en TDMA ^[1, 4, 5, 15, 19]

El canal de control digital es usado para transportar la información del establecimiento de llamadas y provee la plataforma para mejorar los servicios en un sistema IS-136, para lo cual maneja señalización, mensajería y una avanzada estructura de radio frecuencia.

A diferencia del canal de control analógico (ACC, *Analog Control Channel*), el cual está confinado a los canales del 313 al 333, el DCCH (*Digital Control Channel*) puede ser cualquiera dentro de la banda de los 800 MHz o 1900 MHz si es el caso. Esto lo convierte en un sistema más complejo, pero a su vez más eficiente ya que permite un mayor rendimiento en el establecimiento de llamadas.

El objetivo primordial del DCCH es obtener un canal de voz para establecer la comunicación entre usuarios, pudiendo ser éste un DTC (*Digital Traffic*

Channel) o un canal de voz analógico, dependiendo de las condiciones en ese instante de la célula, ya que como es claro el sistema IS-136 puede manejar dualidad en el modo de comunicación. Así mismo si el DCCH no está disponible, el teléfono puede obtener el servicio a través de un ACC.

Tanto el DCCH y el DTC, manejan el método de acceso TDMA, siendo común en la configuración *full-rate* asignar un par de *slots* de tiempo de la trama para el DCCH por cada sector de célula, con la misión de servir en las funciones de control de llamada y de información. Esto significa que el desempeño de un DCCH se hace dentro de un mismo ancho de banda que los DTCs. Ver *Figura 1.48*.

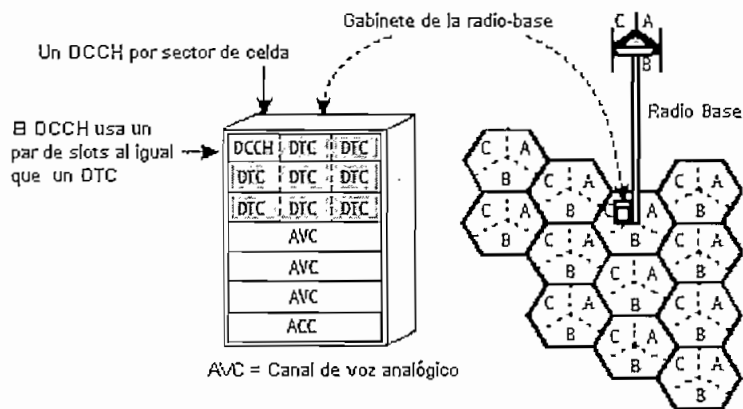


Figura 1.48.- Operación del DCCH y el DTC [4]

Al igual que en AMPS, en TDMA se puede hablar de que el canal de control celular está formado por el *Forward Control Channel* (FOCC) y el *Reverse Control Channel* (RECC); con la gran diferencia que ahora con el método de acceso TDMA, se utilizan *slots* de tiempo distintos para poder diferenciar la transmisión de datos entre las direcciones *downstream* y *upstream*. Y a su vez se utiliza multiplexación en frecuencia para evitar interferencia entre el FOCC y el RECC existiendo una separación de banda de seguridad de 45 MHz. Los canales de control digitales que existen, tanto en la Banda A como en la Banda B, transportan datos de información para lo cual utilizan codificación Hamming (15, 11) y modulación digital $\pi/4$ DQPSK.

1.3.2.2.1. Códigos Hamming y Modulación $\pi/4$ DQPSK

La transmisión de datos sobre el canal de control en TDMA utiliza el código Hamming (n, k) ; donde $n = 15$ y $k = 11$, éste es un código de bloque donde se cumple que:

$$n = 2^m - 1 \quad [1.23]$$

$$k = 2^m - m - 1 \quad [1.24]$$

$$d = m \quad [1.25]$$

Donde: n = Longitud de palabra.

k = Bits de información.

d = Distancia de Hamming, donde m es mayor o igual a 3.

Estos códigos tienen la propiedad de que la mínima distancia es 3, independientemente del valor asignado a m . Esto significa que los códigos Hamming pueden corregir un máximo de un error, esto de acuerdo a la Ecuación 1.26.

$$t = \left[\frac{d_{\min} - 1}{2} \right] \quad [1.26]$$

Donde: t = Capacidad de corrección de un código Hamming.

Por otro lado, el canal de control digital IS-136 utiliza modulación en fase $\pi/4$ DQPSK para la transmisión de datos. Esta modulación es un proceso de convertir la señal digital representada por bits en cambios constantes de fase dentro de la señal de radio. La modulación en fase es el resultado de realizar variaciones tanto grandes como pequeñas de la portadora, para introducir cambios de fase en puntos específicos de tiempo.

En la tecnología TDMA se utiliza esta modulación para mantener la eficiencia espectral¹ y optimizar la sección de amplificación de radiofrecuencia.

Para poder obtener una señal modulada en $\pi/4$ DQPSK, se debe combinar típicamente dos señales de radiofrecuencia moduladas en amplitud que se encuentren fuera de fase 90° (la una modulada con la portadora en fase y la otra con la portadora en cuadratura). La información digital es representada por las amplitudes de la señal modulante; la señal resultante está a la misma frecuencia y cambiada en fase. Este fenómeno permite la transferencia de información, ya que la entrada de diferentes patrones de bits al modulador causa una cantidad de cambios de fase específica a la salida del mismo. Por ende, si la señal de radiofrecuencia recibida es muestreada en fase y amplitud en períodos de tiempo específicos, es posible obtener el patrón de bits original. Los cuatro cambios de fase permitidos ($+45^\circ$, $+135^\circ$, -45° y -135°) representan la información binaria original. El receptor busca la información de fase anticipadamente cada cierto tiempo, siendo este proceso conocido como punto de decisión. Ver la *Figura 1.49*.

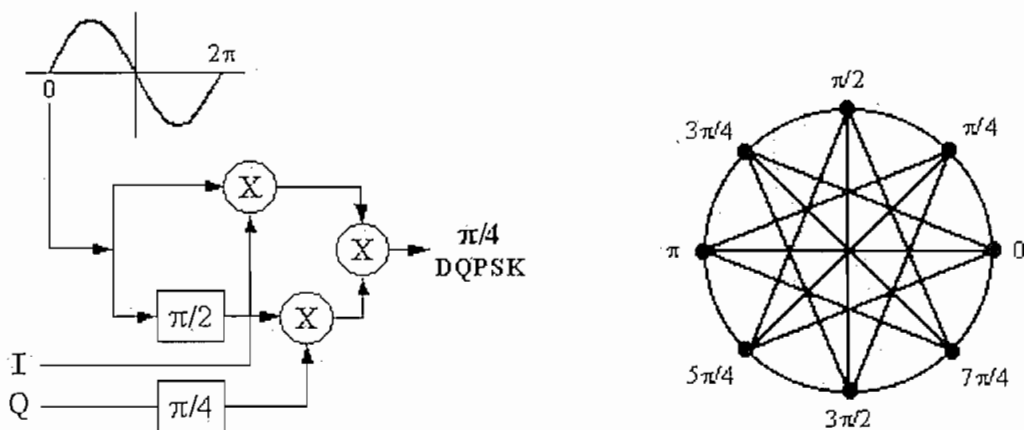


Figura 1.49.- Modulación $\pi/4$ DQPSK^[19]

Cada estímulo de dos bits a la entrada del modulador tiene su correspondiente cambio de fase. El período de transmisión entre los puntos de decisión es $41,15 \mu\text{s}$, dando como resultado una velocidad de símbolo de $24,3 \times$

¹ Eficiencia Espectral: Se define como la relación de velocidad de transmisión a ancho de banda utilizado.

10^3 símbolos por segundo. Ya que cada símbolo representa 2 bits, se obtiene que la velocidad de transmisión de entrada es de 48,6 kbps.

1.3.2.2.2. Características de la Trama del FOCC (Forward Control Channel) [4, 15, 19]

El estándar IS-136 define un formato específico para la trama del canal de control del enlace de bajada (FOCC), esto es desde la radio-base al móvil. Ver *Figura 1.50*.

Downlink: La radio-base transmite al móvil 324 bits

SYNC	SCF	DATA	CSFP	DATA	SCF	RSVD
28	12	130	12	130	10	2

Figura 1.50.- Formato de la trama del FOCC

La trama del FOCC, como se puede ver en la figura anterior, tiene distintos campos los cuales se especifican a continuación:

- SYNC: *Synchronization & Timing*; como su nombre lo indica este campo es utilizado para la sincronización de la trama, ya que se está hablando de un sistema sincrónico. Así como también este campo sirve para la regulación del tiempo.
- SCF: *Shared Channel Feedback*; este campo es una colección de banderas, que se usan como un método de control y como acuses de recibo de información que fue enviada desde el teléfono móvil a la radio-base. Consta de 3 subcampos que son:
 - *Busy / Reserved / Idle (BRI)*; consta de seis bits que indican el estado del próximo slot del canal de acceso aleatorio. Utiliza dos bits para indicar uno de los tres posibles estados, estos dos bits se encuentran codificados para control de errores, resultando una palabra codificada de seis bits. BRI = 00 equivale a *Busy*; BRI = 01 equivale a *Reserved*; BRI = 10 equivale a *Idle*.
 - *Received / Not received (R/N)*; consta de cinco bits que representan un acuse de recibo de la radio-base que informa si a recibido los

datos satisfactoriamente o no. Cinco 1's representa recepción exitosa, mientras que cinco 0's representa no recepción.

- *Coded Partial Echo (CPE)*; consiste en los siete bits menos significativos del MIN (*Mobile Identification Number*), indicando una recepción exitosa de sus datos, estos siete bits se encuentran codificados para control de errores, resultando una palabra codificada de once bits.
- **DATA**: Existen dos campos cada uno de 130 bits y contienen la información del DCCH.
- **CSFP**: *Coded Superframe Phase*; este campo indica al teléfono móvil que trama dentro de la supertrama está actualmente siendo transmitida, para este proceso se utiliza ocho bits los cuales se encuentran codificados para control de errores, resultando una palabra codificada de doce bits.
- **RSVD**: *Reserved Bits*; es un campo destinado para bits de reserva.

Debido a que el DCCH copia la estructura de la trama básica TDMA usada por los DTCs, éste es considerado como un canal de tráfico normal por aquellos teléfonos que no tienen la capacidad de soportar al DCCH y por consiguiente estos móviles no son influenciados de ninguna manera por el canal de control digital, obedeciendo únicamente las instrucciones del canal de control analógico (ACC). De esta forma se observa cómo el estándar IS-136 permite la subsistencia de los dos tipos de sistemas, tanto AMPS como TDMA.

1.3.2.2.3. *Características de la Trama del RECC (Reverse Control Channel)* [1, 4, 15, 19]

El RECC, es la parte del DCCH encargado de transmitir la trama de datos desde el teléfono móvil a la radio-base. La radio-base enlaza la trama de datos del RECC que viene desde el teléfono móvil como una única transmisión y tiene que llevar a cabo la alineación en el tiempo y sincronización de bit de cada una de las tramas del RECC. Una secuencia de bits llamada preámbulo (PREAM) y una palabra de sincronización (SYNC+), es añadida en cada paquete del enlace de subida (desde el móvil a la radio-base), para habilitar en la radio-base la facultad

de manejar tramas individuales pertenecientes a distintos móviles evitando la confusión y así decodificar la información pertinente de cada enlace.

El método de alineación del tiempo usado por el canal de tráfico digital (DTC), el cual depende de una continua transmisión de cada símbolo o del retraimiento en la transmisión del teléfono, no es aplicable para el caso del RECC, ya que se trata de casos de naturaleza aislada como lo es la comunicación de los distintos móviles a la radio base. Por lo que para prevenir la diferencia en los tiempos de transmisión, existen dos longitudes de tramas: Una trama de longitud normal para células normales y otra denominada de longitud abreviada para células extensas donde manejar el tiempo de alineación puede ser un problema. La apropiada longitud de la trama a usarse es establecida por el operador del sistema y es anunciada al móvil en la información de *broadcast* de cada célula.

La longitud de trama denominada abreviada es usada para corregir el tiempo relativo de *offset* (ver *Figura 1.55*) ya sea desde un teléfono celular que esté cercano o lejano dentro de una extensa célula. Mientras que usando una longitud de trama corta en células largas, se puede evitar el solapamiento de tramas. Ver las *Figuras 1.51* y *1.52*.

Uplink: El teléfono celular transmite a la radio-base 324 bits

G	R	PREAM	SYNC	DATA	SYNC+	DATA
6	6	16	28	122	24	122

Figura 1.51.- Formato de la trama normal del RECC

Uplink: El teléfono celular transmite a la radio-base 324 bits

G	R	PREAM	SYNC	DATA	SYNC+	DATA	R	AG
6	6	16	28	122	24	78	6	38

Figura 1.52.- Formato de la trama abreviada del RECC

De las figuras anteriores se puede detallar lo siguiente:

- G: *Guard Time*; tiempo de reserva.

- R: *Ramp Time*; tiempo de ajuste.
- PREAM: *Preamble*; este campo es usado para control del tiempo.
- SYNC: *Synchronization*; campo de sincronización.
- DATA: *DCCH Information*; información propiamente dicha.
- AG: *Guard Time for Abbreviated*; tiempo de reserva para el modo de trama abreviado.

1.3.2.3. Operación del Canal de Control Digital ^[1,4]

Los teléfonos que se utilizan en el sistema IS-136 TDMA necesitan desempeñar tareas auxiliares que descritas en orden se pueden resumir como:

- Encontrar el DCCH.
- Informar al sistema de su presencia (registrarse).
- Hacer llamadas.
- Enviar y recibir mensajes de tele servicio.
- Ser autorizados y validados por prioridad para acceder al sistema.

De todas las operaciones del canal de control digital, mencionadas anteriormente, las más importantes para determinar los criterios que permitirán alcanzar los objetivos del presente proyecto son los siguientes:

- Selección del sistema y del canal de control.
- Reselección del sistema y del canal de control.

1.3.2.3.1. Selección del Sistema y del Canal de Control ^[4]

A diferencia de lo que son los ACCs, los cuales están confinados a los canales del 313 al 333, un DCCH puede tomar lugar en cualquier parte de la banda de los 800 MHz, esto significa que existirá mayor complejidad en el procedimiento de encontrar un DCCH. A continuación se detalla cada uno de los procesos que se siguen para la selección del sistema y del canal de control. Ver la *Figura 1.53*.

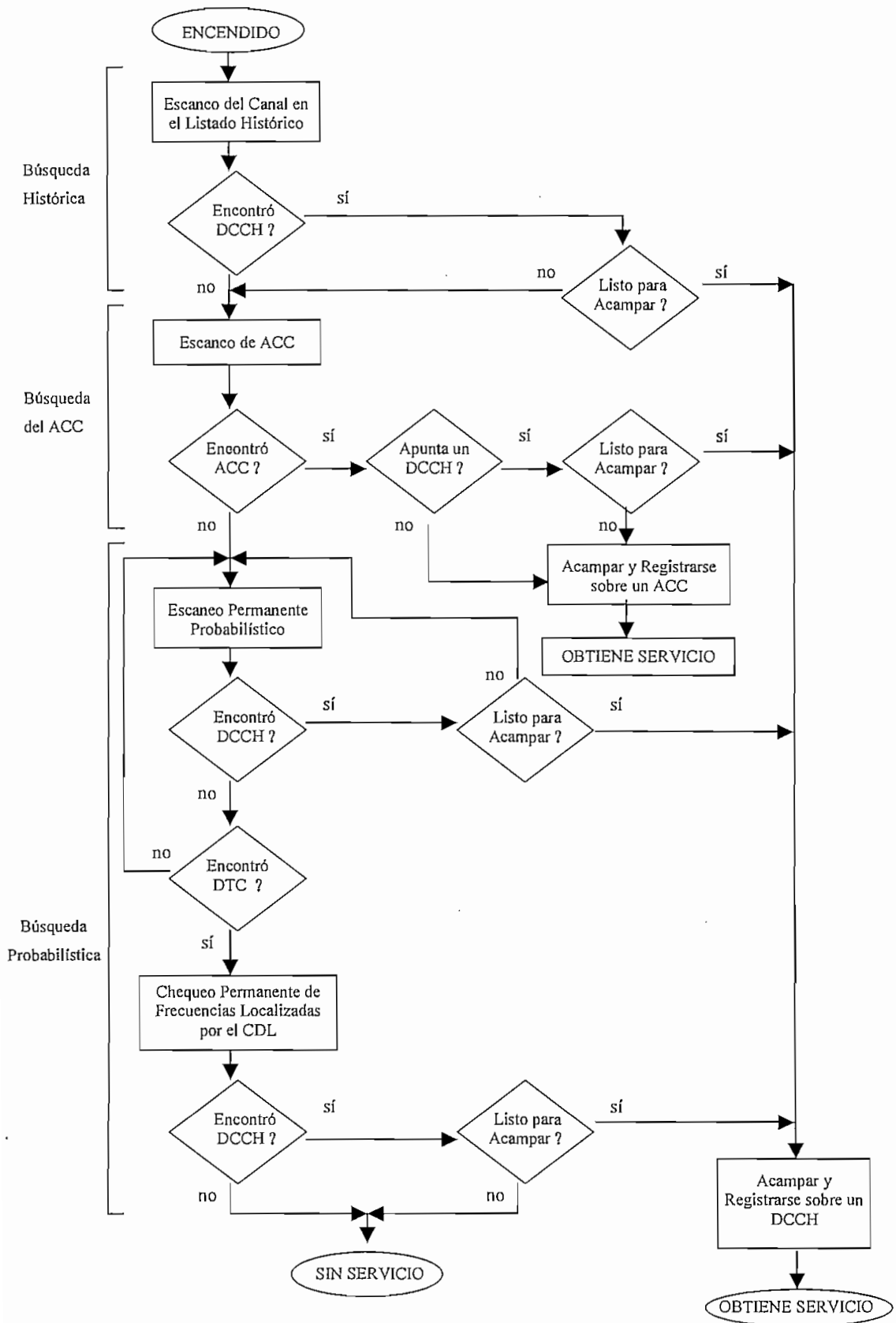


Figura 1.53.- Proceso de Localización y Escaneo del DCCH [4]

1. Escaneo del DCCH.- Existen algunos esquemas disponibles para ayudar a los teléfonos capaces de usar DCCHs para encontrar servicio al momento de su encendido. En la *Figura 1.53*, se muestra un diagrama de flujo que resume todos los posibles procesos de escaneo y localización de un DCCH.
2. Listado Histórico del DCCH.- Los teléfonos capaces de manejar el DCCH, pueden mantener un listado histórico de las frecuencias de los DCCH que han sido utilizadas últimamente; esto es, el teléfono almacenará en memoria los últimos canales que fueron usados para adquirir los servicios del DCCH y por ende para una próxima comunicación celular escaneará primeramente estos canales.
3. Criterio de Acampamiento.- Este criterio está relacionado con las condiciones de nivel de potencia mínimo requerido para que el teléfono celular pueda considerar como óptimo a un canal de control (DCCH), para lo cual se hacen mediciones de factores como por ejemplo la relación C/I y la tasa de bits errados que presenta el sistema en un determinado punto de la célula, teniendo como proceso consecutivo ya sea el denominado *hand-off* o a su vez lo que se conoce como *camping*¹.
4. Mensaje de la Cabecera de la Trama del Canal de Control Análogo.- Los ACCs tienen un mensaje en la cabecera de la trama anunciando la frecuencia del DCCH; este mensaje permitirá que los teléfonos con la capacidad de manejar DCCH apunten directamente a este canal de control en esa determinada célula. Si este mensaje no está presente en la trama del ACC, el teléfono podrá asumir que la célula no soporta operación en base a DCCH y luego se registrará y acampará comunicándose sobre el canal de control analógico.
5. Localizador de Canal de Tráfico Digital.- Los DTCs contienen en cada trama un localizador de DCCH. Este localizador será usado mientras un teléfono esté realizando el proceso de escaneo de la banda de frecuencia para encontrar un DCCH. Si el teléfono encuentra un DTC, éste conocerá la decodificación de los últimos once bits de la trama del canal, los cuales

¹ *Camping* (Acampar): Proceso realizado por un móvil celular, que consiste en establecerse en un determinado canal de control (DCCH), previo haberse cumplido con el criterio de acampamiento.

permitirán apuntar a un bloque de ocho frecuencias, una de las cuales será el DCCH de esta célula.

6. Asignación Probabilística de Canal.- La asignación probabilística de canal es un proceso que puede ser usado para encontrar un DCCH en un sistema donde no hay la presencia de ACCs, por ejemplo, en la banda de los 1900 MHz. Esto es, si después de haber buscado los últimos canales usados y de haber escaneado los ACCs y no haber podido localizar un DCCH, el teléfono podría iniciar un escaneo de toda la banda de frecuencia para encontrar un DCCH.
7. Mensaje de Liberación de Llamada.- A los teléfonos se les entrega información de la frecuencia del DCCH, a través del proceso de liberación de llamadas analógicas o digitales. Cada mensaje de liberación de llamada para los teléfonos capaces de soportar DCCHs dentro de un sistema equipado de DCCHs contendrá un número, el cual direccionará al teléfono a cada DCCH dentro de una determinada célula.
8. Adquisición de Servicio Sobre un DCCH.- Después de haber satisfecho los requerimientos de potencia de la señal para que un teléfono pueda acampar sobre un DCCH, un teléfono necesita leer la prioridad del FBCCH (*Fast Broadcast Channel*) para adquirir servicios. El teléfono tiene que leer completamente el ciclo de información *broadcast* para ganar el acuse de recibo con el tipo de sistema, capacidad de registro, características de soporte, e información de las células vecinas. Si se requiere el teléfono puede primero registrarse y luego hacer el proceso de acampamiento, donde es el único estado en que se puede tener disponibilidad para hacer llamadas, recibir llamadas, recibir mensajes de tele servicios, escanear nuevos canales de control, o ser autenticado.

1.3.2.3.2. *Reselección del Sistema y del Canal de Control* ^[4]

En el sistema celular AMPS, los teléfonos vuelven a buscar un mejor ACC, únicamente cuando la potencia de la señal del canal de control cae por abajo del umbral permitido, o se pierde señal por intervalos de tiempo de aproximadamente cinco minutos.

Cuando este umbral es alcanzado, generalmente los teléfonos analógicos escanean el bloque predeterminado de 21 ACCs y entran al estado de habilitación sobre el canal de control más fuerte para luego registrarse y recibir voceos para llamadas entrantes. De aquí que, únicamente el nuevo ACC de señal más fuerte será el candidato viable cuando la potencia de la señal sobre la célula en servicio cae por debajo de un nivel satisfactorio. Esta situación podría causar problemas cuando el diseñador del sistema construye teléfonos preferentemente para microcélulas, los cuales requieren de un menor nivel de potencia de transmisión que el necesario en una macrocélula, o también puede existir problemas cuando se requiera de mayor control entre células en áreas de mayor tráfico. Ya que, las microcélulas no podrían transportar el tráfico para el cual fueron diseñadas por la sobre ocupación del canal de control. Ver *Figura 1.54*.

La reselección de canal de control digital es el proceso que permite a un teléfono con capacidad de manejar DCCHs desempeñar las siguientes funciones:

1. Escaneo de canal de control no estandarizado.- Ya que un DCCH puede estar en cualquier parte de la banda celular, el proceso de reselección usa listados de todo el vecindario o células aledañas en cada una de las células, indicando a los teléfonos cuáles DCCHs vecinos pueden ser encontrados.
2. Escaneo de DCCHs vecinos en tiempo real.- Se trata de realizar un barrido sobre la marcha, es decir no solo justo cuando la potencia de la señal decae. Esta reselección permite al teléfono crear un cuadro exacto del ambiente para desempeñar evaluaciones más frecuentes de los canales circundantes.
3. Tomar decisiones sobre cómo tratar a cada vecino.- Basado en los parámetros *broadcast*, un teléfono que maneja DCCH podría optar a ganar servicio desde una célula que no es la más fuerte pero tiene la suficiente fuerza. Siendo ésta la base de la denominada: Estructura de Célula Jerárquica (HCS, *Hierarchical Cell Structure*).

El proceso de reselección se define como el cambio de canal de control durante el estado de acampamiento y puede ser comparado con el proceso de *hand-off*, el cual es el cambio de canal de tráfico durante una llamada.

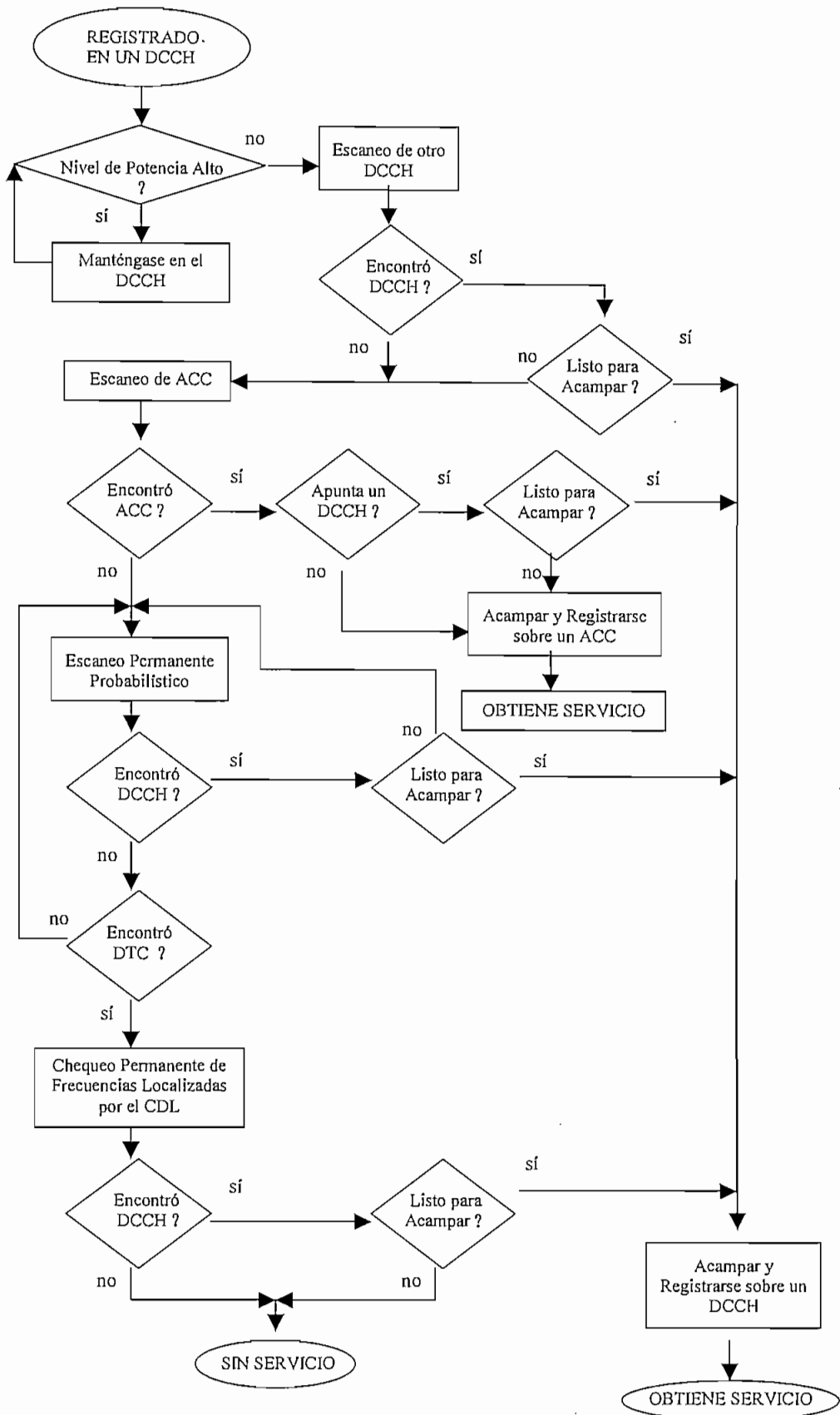


Figura 1.54.- Proceso de Reselección del canal de control^[4]

Es importante notar que la reaselección puede ocurrir entre dos DCCHs o desde un DCCH a un ACC. La reaselección desde un ACC a un DCCH no es posible, ya que el listado de canales vecinos no soporta ACCs. Aunque algunas veces el teléfono podrá usar el apuntador de DCCH que se encuentra sobre el ACC para poder retomar un DCCH.

1.3.2.4. El Canal de Tráfico Digital en TDMA ^[4, 19]

El canal de tráfico digital hace referencia a los canales que principalmente manejan la comunicación de voz en tiempo real sobre el sistema celular TDMA, para lo cual como característica principal se tiene que los canales de radio de 30 kHz están divididos para soportar algunos usuarios de características digitales en el mismo AB que un usuario analógico.

El canal de tráfico digital maneja comunicación *full duplex* en frecuencia, esto implica que las operaciones de transmisión y recepción toman lugar en diferentes frecuencias. Estas frecuencias de transmisión y recepción están divididas entre sí por *slots* de tiempo que a su vez permiten operaciones *full duplex* por medio de técnicas de división de tiempo (TDD, *Time Division Duplex*). Los canales denominados *Forward Digital Traffic Channel* (FDTCH) y *Reverse Digital Traffic Channel* (RDTCH) están separados por 45 MHz en lo referente a la banda de los 800 MHz y se extienden desde los 869 MHz a 894 MHz para las radio-bases; y, desde los 824 MHz a 849 MHz para los teléfonos móviles. El estándar IS-136 separa la transmisión y recepción de frecuencias en tiempo. El tiempo de separación u *offset* simplifica el diseño de transmisores y receptores. La *Figura 1.55* muestra cómo el sistema IS-136 separa en tiempo y en frecuencia lo que es transmisión y recepción de canales.

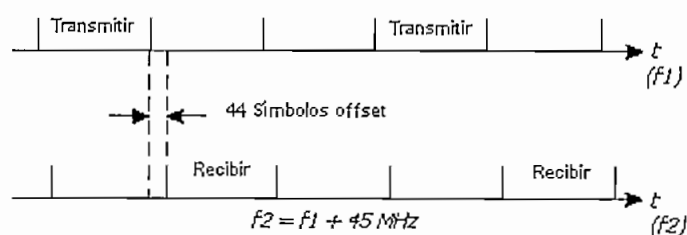


Figura 1.55.- Tiempo offset en el canal de radio del estándar IS-136 ^[4]

Cada trama del canal de tráfico digital en IS-136, tiene una duración de 40 ms, la cual se divide en seis *slots* de tiempo de 6,67 ms, durante los cuales el teléfono móvil puede transmitir, recibir o permanecer habilitado. El estándar IS-136 describe algunas estructuras para estos *slots* de tiempo, que son usados para transferir voz o datos de usuario, entre ellos están *slots* de tiempo para comunicación de voz tanto hacia delante como de reversa, *slot* para mensaje de datos del canal de control y *slot* con ráfaga de bits para acortamiento de *hand-off*. Cada uno de estas estructuras de *slot* están compuestas por 324 bits (162 símbolos).

El proceso denominado *interleaving* es básico durante la comunicación entre la radio-base y el teléfono móvil, siendo su metodología básica la continua distribución de bits de datos entre *slots* adyacentes. Se lo utiliza para superar los efectos de las ráfagas de errores debidos al desvanecimiento de Rayleigh¹.

1.3.2.4.1. Estructura del Slot de Datos Hacia Delante (*Forward Data Slot*)^[4]

El denominado *Forward Data Slot*, viene a equivaler, desde el punto de vista de la función que desempeña, a lo que se conoce en la tecnología AMPS como FOVCH (*Forward Voice Channel*).

El *Forward Data Slot* transfiere voz y sostiene tráfico de datos desde la radio-base hacia el teléfono móvil. Contiene 324 bits de datos, de los cuales 260 están dispuestos propiamente para datos del usuario y los 64 bits restantes se distribuyen en funciones de sincronismo y control. El campo inicial en este tipo de *slot* son los bits para sincronización que identifica el número del *slot* y provee de información para la regulación del tiempo que es usado por el decoder. Aquí el ecualizador ajusta al receptor para compensar el cambio de canales de radio (distorsión). El siguiente campo se llama SACCH (*Slow Associated Control Channel*), contiene un grupo de 12 bits dedicados a enviar información de control, siendo éste un mensaje completo que se obtiene después de 12 *slots* lo que da

¹ Desvanecimiento de Rayleigh: Desvanecimiento debido a multi-trayectos que puede sufrir una señal de radiofrecuencia, propagándose por el medio ambiente.

como resultado una velocidad de transmisión de 600 bps (considerando un sistema *full-rate* IS-136), este campo a su vez también es codificado convolucionalmente a mitad de la velocidad, lo que da como resultado una reducción de la transmisión de datos a 300 bps. Otro campo es el *Coded Digital Verification Color Code* (CDVCC), es similar en su función al SAT de la tecnología AMPS donde cada célula tiene un solo identificador; éste ayuda al teléfono a distinguir entre dos células que están usando la misma frecuencia. Y por último el campo RSV (*Reserved*) que se lo utiliza para reserva. El formato del *slot* se lo puede ver en la *Figura 1.56*.

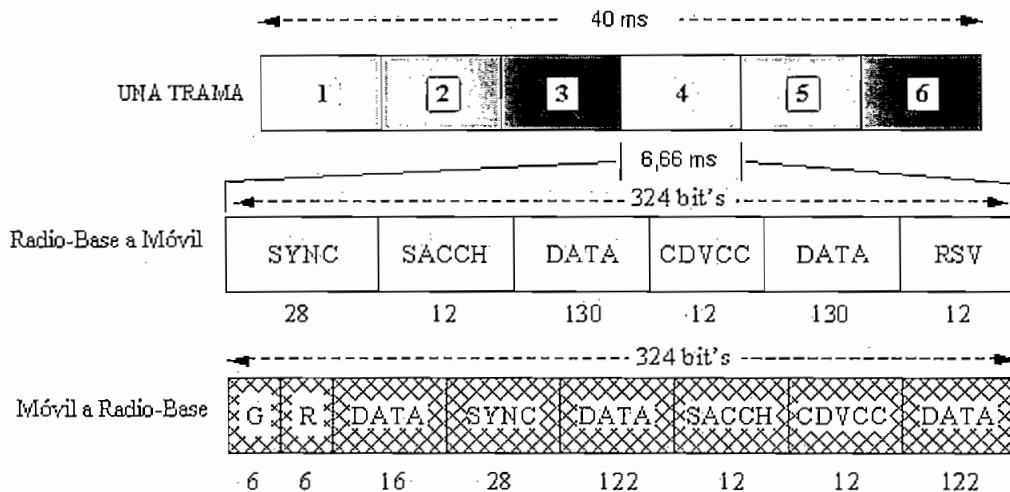


Figura 1.56.- Formato de la trama TDMA del Forward Data Slot y del Reverse Data Slot^[19]

En IS-136, cada formato de *slot* en el FDTCH incluye un campo de bits llamado *Coded Digital Locator* (CDL), que indica el rango de ocho canales de radiofrecuencia donde el DCCH puede ser encontrado. Este campo ayuda al teléfono móvil a encontrar un DCCH durante un escaneo inicial. El CDL está formado por 11 bits de datos que se incluyen dentro de los 12 bits de reserva.

1.3.2.4.2. Estructura del Slot de Datos de Reversa (*ReverseForward Data Slot*)^[4]

Este tipo de *slot* equivale a lo que en telefonía celular analógica se conoce como REVCH. El *Reverse Data Slot* transfiere voz y datos desde el teléfono móvil a la radio-base. En la estructura de la trama como se puede ver en la *Figura 1.56*, el *Reverse Data Slot* difiere del *Forward Data Slot* en que se incluye tiempo de

guarda (G) y tiempo de rampa (R), utilizados por los teléfonos móviles para evitar colisiones y para acomodar los retrasos respectivamente. Durante el tiempo de guarda un período de tiempo de aproximadamente $123 \mu\text{s}$, el transmisor del teléfono se mantiene apagado. El tiempo de guarda protege al sistema de que las tramas sean recibidas fuera del intervalo de tiempo de *slot* asignado, debido al tiempo de propagación entre el teléfono móvil y la radio-base. Por su lado el tiempo de rampa lentamente enciende el transmisor del teléfono para proteger a otros usuarios de interferencias (transmisiones fuera de los 30 kHz de ancho banda asignados), lo cual sí se podría dar en caso de que el teléfono móvil se lo encienda repentinamente. La palabra de sincronización y los campos CDVCC y SACCH proveen las mismas funciones que en el *Forward Data Slot*.

CAPÍTULO 2:
DISEÑO DEL SISTEMA BLOQUEADOR DE TELÉFONOS
CELULARES

2.1. INTRODUCCIÓN

El diseño de sistemas electrónicos para radiofrecuencia como es el caso del sistema bloqueador, implica de mucha experiencia en el manejo de circuitos electrónicos, esto debido a la interacción que presentan frente al medio ambiente las ondas electromagnéticas con una longitud de onda muy pequeña, como es para el caso de la banda de los 800 MHz y más específicamente para la frecuencia de 880 MHz que es la frecuencia central de trabajo en las tecnologías AMPS y TDMA.

La longitud de onda para la frecuencia central de trabajo, se obtiene de la *Ecuación 2.1*, así el valor de la longitud de onda para una frecuencia de 880 MHz es de 34,091 cm. Este valor de longitud de onda es muy importante al considerar las longitudes de los alambres, en especial los que se usan en las conexiones a tierra, ya que a distancias de un cuarto de longitud de onda, pueden actuar como elementos de alta impedancia y por ende dejar al sistema de radiofrecuencia sin referencia a tierra.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad [2.1]$$

Donde: λ = Longitud de onda, [m].
 c = Velocidad de la luz; 3×10^8 [m/s].
 f = Frecuencia de trabajo, [Hz].

Otro punto importante a determinar en el diseño del sistema bloqueador es la estrategia a considerar, dados los parámetros propios de las tecnologías AMPS y TDMA detallados en el capítulo 1.

La estrategia a considerar involucra principalmente el comportamiento de los canales de control en cada una de las tecnologías en cuestión, siendo importante resaltar que las dos tecnologías son incluyentes, esto es que al manejar una tecnología TDMA y específicamente el estándar IS-136 TDMA, se puede hablar a la vez de la tecnología AMPS como parte de la tecnología digital

en el aspecto de que ésta, maneja como recurso alternativo de *hand-shake* el mismo proceso manejado en AMPS para la asignación de canal. Desde este punto de vista se debe considerar como aspecto central de enfoque en el diseño, el proceso de asignación y manejo del canal de control en cada una de las tecnologías, manteniendo la visión global de tal forma que aprovechando que los dos tipos de tecnologías manejan la misma banda de frecuencia, el resultado final sea un solo diseño que cumpla con los objetivos planteados para este proyecto.

Otro aspecto a considerar en el diseño del bloqueador celular, es el grupo de frecuencias con el que se trabaja, es decir el grupo de frecuencias de bajada o *downlink* (de 869 MHz a 894 MHz) y el grupo de frecuencias de subida o *uplink* (de 824 MHz a 849 MHz), los cuales como se indica en el capítulo 1 se usan en la comunicación desde la radio-base al celular o viceversa. Dependiendo de cual de ellos se utilice, los requerimientos y resultados serán diferentes; así, si se trabaja con el grupo de frecuencias de subida, se requerirá de niveles de potencia similares a los que manejan los teléfonos celulares, ya que en este caso se trata de simular el comportamiento de los teléfonos celulares en su proceso de *hand-shake* con la radio-base a través del canal de control, pero tales niveles de potencia son bastante altos para cumplir con el objetivo, y con resultados poco deseables, ya que el bloqueo del sistema celular abarca un área bastante extensa y muy difícilmente controlable dado que por principio debería cubrir toda el área a la redonda desde la ubicación del sistema hasta la ubicación de la radio-base.

Para el caso de manejar el grupo de frecuencias de bajada, los requerimientos de potencia son mucho menores que para el caso anterior, ya que la distancia a cubrir es mucho menor dado que únicamente interesa llegar desde la ubicación del sistema bloqueador hasta los teléfonos celulares ubicados en una área limitada de antemano.

Además, en cuestión de resultados, como se puede ver el área a restringir es mucho más manejable, siendo ésta básicamente función de los niveles de potencia con los que trabaje el sistema, es decir a mayor potencia se tendrá mayor cobertura y viceversa. Dado este análisis muy importante en el desarrollo

del proyecto se llega a la decisión de que la opción de manejar el grupo de frecuencias de bajada del canal de control es la más idónea para alcanzar los objetivos propuestos, con los requerimientos mínimos y los mejores resultados. Cabe aclarar que a lo largo de este capítulo se desarrolla este análisis a detalle.

Otro punto a considerar es el área de cobertura que se desea manejar, siendo importante para decidir sobre este punto los conceptos de los modelos de propagación para ambientes cerrados. Además, por las condiciones de frecuencia de trabajo y características propias del área de acción del bloqueador telefónico, se concluye que de los modelos de propagación para ambientes cerrados el modelo Log-Normal, es el más idóneo. El uso de este modelo se lo justifica y estudia a lo largo de este capítulo enfocando las prioridades del mismo y lo referente al grupo de frecuencias sobre el cual es mejor trabajar. También detalla los criterios de diseño que permitan cumplir con los objetivos planteados.

En el diseño del sistema bloqueador, un aspecto de gran importancia a considerar es la utilidad que ofrece y efectos que causa durante su funcionamiento. Es pues así que, la utilidad del sistema radica en satisfacer la necesidad de establecer lugares propicios para el desarrollo de actividades culturales, sociales, privadas y de seguridad.

Sobre los efectos y reacciones que produce este sistema bloqueador, en lo social, lo legal y la salud, se puede decir que: En lo social, el aporte que puede brindar el bloqueador telefónico es la estabilidad emocional, ya que en más de una ocasión se ha visto lo molesto e importuno que pueden ser los tonos de timbrado y estrepitosas conversaciones telefónicas que tienen lugar en zonas públicas, dando paso a disgustos y molestia general de la sociedad, dejando de ser ésta una problemática de la vida actual en la era de las telecomunicaciones.

Con respecto a lo legal las reacciones abarcan dos perspectivas: Una referente a la ley que prohíbe la interferencia y/o bloqueo de frecuencias difundidas bajo licencia y otra, que se da en la medida en que esta ley se cumple dado las necesidades de seguridad y confidencialidad que las entidades

gubernamentales requieren, pues muchas veces estas entidades son las primeras en utilizar equipos bloqueadores y de interferencia y, en ocasiones lo que legalmente puede ser peor, equipo de interceptación de información.

En el campo de la salud la reacción que se da es similar a la del uso de los teléfonos celulares y la problemática de enfermedades debido a la exposición a las ondas de radiofrecuencia de alta potencia que sufren los usuarios de teléfonos celulares; sin embargo, se puede aclarar que el sistema en cuestión involucra niveles de potencia mucho menores a los que maneja un teléfono celular pues el área de cobertura del sistema bloqueador es en promedio 10 veces menor al que debe tener un celular y, en una proporción similar se puede hablar del manejo de los niveles de potencia en el bloqueador telefónico, siendo éste un criterio válido para respaldar la utilización del sistema; además se debe considerar que por los requerimientos de funcionalidad, éste debe ubicarse en un lugar estratégico que cubra de mejor manera la zona en cuestión, para lo cual desde ya involucra estar alejado de potenciales perjudicados.

2.2. PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL BLOQUEADOR TELEFÓNICO

El objetivo principal del proyecto, trata ambas tecnologías, AMPS y TDMA, de tal forma que el resultado final sea un sistema bloqueador que funcione para las dos tecnologías; por eso la política con la que se trabaja para el diseño es determinar un solo valor de cada parámetro con el cual se satisface las exigencias de las dos tecnologías; esta situación involucra un estudio paralelo de cada uno de los parámetros para ambas tecnologías, de tal forma que tras previo análisis y comparación se determina el valor óptimo de cada parámetro con el que se garantiza el cumplimiento de cada objetivo particular en ambas tecnologías. Este estudio, es factible dado que ambas tecnologías trabajan en una misma banda de frecuencia y que el trato que se da a la información transmitida sobre el canal de control (centro de estudio del presente proyecto), es digital en ambas tecnologías. Cabe anotar que en algunas circunstancias el diseño no solo involucra parámetros regidos bajo valores matemáticos, sino bajo conceptos propios de

cada tecnología como puede ser la ubicación del canal de control dentro del espectro de frecuencias, en estos casos se mantiene la idea de abordar la problemática, escogiendo el caso más crítico para satisfacer el objetivo particular.

El principio de operación del bloqueador telefónico es: Generar una señal de radiofrecuencia, trabajando en el grupo de frecuencias de bajada o *downlink* del sistema celular, esto es en el rango de los 869 MHz a 894 MHz, la cual sea capaz de confundir la señal original que llega desde la radio-base al teléfono celular, siendo el objetivo primordial de esta señal impedir que se asigne un canal de voz, durante el proceso de *handshake*, al teléfono celular. El proceso de *handshake* se desarrolla sobre el canal de control, siendo ésta, otra razón del porque es la base del presente estudio. La naturaleza de la señal que se genera para obtener el bloqueo es plenamente analógica, ya que la señal accede al canal de control por el método de acceso: FDMA, y se posesiona momentáneamente en el mismo de tal forma de confundir la modulación que esté presente y por consiguiente la codificación. La justificación de los niveles de potencia a partir de los cuales se alcanza el bloqueo, medido en parámetros como la relación portadora a interferencia y su relación con la tasa de bits errados (*BER*), así como también la relación con la capacidad de asignación de canales de voz por parte del canal de control, se la hace en este capítulo enfocado básicamente en el canal de control. Así como también se hace el estudio en el tiempo de la señal útil para cumplir con los objetivos, basado en los conceptos de plan de frecuencias y canalización. Refiérase a las secciones 1.2.5.2., 1.2.8.3. y 1.3.1.2..

2.3. PARÁMETROS DE DISEÑO Y SU JUSTIFICACIÓN

En base al principio de operación, en esta sección se trata de entender y justificar el comportamiento del canal de control de las tecnologías AMPS y TDMA desde el punto de vista matemático, de tal forma que se obtenga ecuaciones y relaciones que permitan emitir juicios válidos, para que la señal obtenida en base a éstos, garantice el comportamiento deseado.

También es necesario analizar a profundidad, el tipo de señal, con todas sus características de magnitud y frecuencia, esto con la idea de emitir las bases de diseño, enfocado básicamente a la obtención de una señal de radiofrecuencia, que garantice el cumplimiento del objetivo principal del proyecto.

2.3.1. EL CANAL DE CONTROL ^[19, 25]

Las tecnologías celulares tienen como vía principal de comunicación el concepto de canal de radiofrecuencia, el cual es la base de cualquier protocolo de comunicación celular, por el hecho mismo de ser el medio de transmisión. Dentro de este concepto de canal de radiofrecuencia, están involucrados el canal de control y el canal de voz, siendo el canal de control la base para establecer una comunicación celular, ya que sobre éste se desarrolla el proceso de *handshake* de toda comunicación, proceso en el cual se maneja parámetros como: La asignación del canal de voz, los niveles de potencia de la señal recibida (*RSSI*, *Received Signal Strength Indicator*), la tasa de bits errados (*BER*, *Bit Error Rate*), entre otros, parámetros de gran importancia para establecer la comunicación, siendo ésta la razón por la cual se decide trabajar sobre el canal de control.

Tanto la tecnología AMPS como la TDMA establecen a través de su canal de control una comunicación digital, ya que involucra tanto una codificación en línea, como una modulación digital, como es el caso de la modulación FSK para AMPS y $\pi/4$ DQPSK para TDMA, esto da apertura a recordar que el concepto básico de un sistema digital es mantener un *BER* por debajo de los índices permitidos, con el objetivo de garantizar una buena comunicación.

El presente proyecto involucra generar un *BER* por encima del permitido, de tal forma que la información transmitida no sea inteligible y por ende no exista comunicación, para lo cual se trabaja con parámetros como: La relación portadora a interferencia (*C/I*), la relación señal a ruido (*S/N*), la energía de la señal por bit (*E_b*), la densidad de potencia del ruido blanco por hertz (*N₀*), la propia velocidad de transmisión y finalmente el ancho de banda. Parámetros que son el centro de estudio a lo largo de esta sección, ya que de las ecuaciones que relacionen estos

conceptos, se podrá emitir los juicios cuantitativos, necesarios para cumplir con los objetivos. Ver *Tabla 2.1*.

	AMPS		TDMA	
	CÓDIGO DE LINEA	MODULACIÓN	CÓDIGO DE LINEA	MODULACIÓN
RECC	BCH (48, 36, 5)	FSK	HAMMING (15, 11)	$\pi/4$ DQPSK
FOCC	BCH (40, 28, 5)	FSK	HAMMING (15, 11)	$\pi/4$ DQPSK
REVCH	BCH (48, 36, 5)	FM	HAMMING (15, 11)	$\pi/4$ DQPSK
FOVCH	BCH (40, 28, 11)	FM	HAMMING (15, 11)	$\pi/4$ DQPSK

Tabla 2.1.- Código de Línea y Modulación en AMPS y TDMA

Para el estudio del canal de control se toma en consideración el concepto de capacidad de voceo o *paging*, que expresa el número de veces que es capaz el canal de control de identificar a los teléfonos celulares que se encuentran dentro de su zona de cobertura, de tal forma que en el momento que se requiere establecer comunicación con cualquier móvil, el sistema celular conoce de antemano dónde ubicarlo con exactitud.

El canal de control maneja los conceptos de FOCC (*Forward Control Channel*) y RECC (*Reverse Control Channel*), siendo el centro de estudio el FOCC, debido a que éste tiene lugar en el grupo de frecuencias denominado *downlink*, a diferencia del RECC, que tiene lugar en el grupo de frecuencias *uplink*. Sin embargo se realiza un estudio comparativo de la capacidad del FOCC con el RECC.

Previo al estudio de la capacidad del canal de control, es importante identificar los factores que la limitan, siempre con la idea de mantener los criterios que son vigentes en el Ecuador con respecto a la telefonía celular, entre éstos se puede mencionar: El plan de reuso de frecuencia 7/21, además el plan de sectorización de células es el denominado *tri-cellular* en el que hay un canal de control por sector (120°) y en total tres canales de control por célula.

2.3.1.1. Capacidad de Voceo del RECC para AMPS ^[6]

A continuación se hace el desarrollo del concepto de capacidad de canal con las características propias de la trama del RECC en la tecnología AMPS, la cual se basa en una palabra de sincronía de 48 bits y ésta es seguida por 5 palabras de 48 bits (cada una de ellas repetidas 5 veces), en total se transmite 1248 bits. Si la decisión de palabra correcta/incorrecta se basa en la recepción de 3 palabras correctas de 5 palabras recibidas, la probabilidad de que 3 palabras de 5 sean correctas, dado que la probabilidad de que una palabra sea correcta es:

$$p = 1 - WER \quad [2.2]$$

Donde: p = Probabilidad de que una palabra sea correcta.
 WER = *Word Error Rate*, tasa de palabra errada.

WER , tiene un comportamiento definido matemáticamente por la distribución binomial¹, cuya probabilidad se expresa así:

$$Pr(X=k) = C_n^k p^k q^{n-k} \quad k = 0, 1, \dots, n \quad [2.3]$$

$$q = 1 - p \quad [2.4]$$

Remplazando en esta ecuación los términos con los que se maneja el presente estudio, resulta:

$$Pr(X=k) = C_n^k (1 - WER)^k (WER)^{n-k}$$

Si se desea conocer la probabilidad de que 3 palabras de 5, sean correctas, entonces se lo expresa como sigue:

¹ Distribución Binomial: Una variable discreta X que describe el número k de éxitos es una sucesión de pruebas de Bernoulli independientes, en cada una de las cuales la probabilidad de éxito es igual a p y donde las pruebas de Bernoulli son aquellas en las que durante un experimento sólo hay dos resultados posibles.

$$P_{DC} = Pr(X=5) + Pr(X=4) + Pr(X=3) \quad [2.5]$$

Donde: P_{DC} = Probabilidad de que 3 palabras de 5 sean correctas.
 $Pr(X=k)$ = Probabilidad de que k palabras de n sean correctas, donde $n = 5$ y k igual a 5, 4 y 3.

Finalmente se obtiene que la *Ecuación 2.5* con los reemplazos respectivos en base a la *Ecuación 2.3*, se la expresa así:

$$P_{DC} = \sum_{l=0}^2 C_5^{5-l} \cdot WER^l \cdot (1-WER)^{5-l}$$

Continuando con el análisis, se procede a determinar cuál es la probabilidad de errar una palabra considerando que a partir de 3 bits errados de los 48 bits que componen cada palabra codificada ya existe error en la palabra; esto sobre la base de que cada palabra codificada se compone de 48 bits y el código BCH (48, 36, 5) es capaz de detectar 2 errores. Igualmente al caso anterior, éste sigue una distribución binomial y el análisis es el mismo, tomando en cuenta que en este caso la probabilidad de errar un bit es:

$$p = BER \quad [2.6]$$

Donde: p = Probabilidad de errar un bit.
 BER = Tasa de bits errados (*Bit Error Rate*).

Previo a este análisis comparativo se puede enunciar que:

$$WER = Pr(X=3) + Pr(X=4) + Pr(X=5) + \dots + Pr(X=48) \quad [2.7]$$

Donde: WER = Probabilidad de errar una palabra, bajo el criterio de que con 3 o más bits errados de 48 en total se considera palabra errada y $Pr(X=k)$, donde $k = 3, 4, 5, \dots, 48$, es la probabilidad de que k bits de $n = 48$ sean errados.

La Ecuación 2.7 también se puede expresar así:

$$WER = 1 - [Pr(X=0) + Pr(X=1) + Pr(X=2)]$$

Finalmente se obtiene una nueva expresión para la Ecuación 2.7 con los reemplazos respectivos en base a la Ecuación 2.3:

$$WER = \sum_{i=3}^{48} C_{48}^i \cdot BER^i \cdot (1 - BER)^{48-i}$$

Como se trata de un canal de radio celular, el BER depende de la relación portadora a interferencia (C/I) y del desvanecimiento de Rayleigh (Rayleigh *Fading*). Para el presente estudio, con lo que respecta a la relación existente entre los parámetros: BER y C/I ; se toma como base los estudios realizados por Rayleigh, apropiadamente aplicados al tipo de modulación $\pi/4$ DQPSK. Ver Figura 2.1.

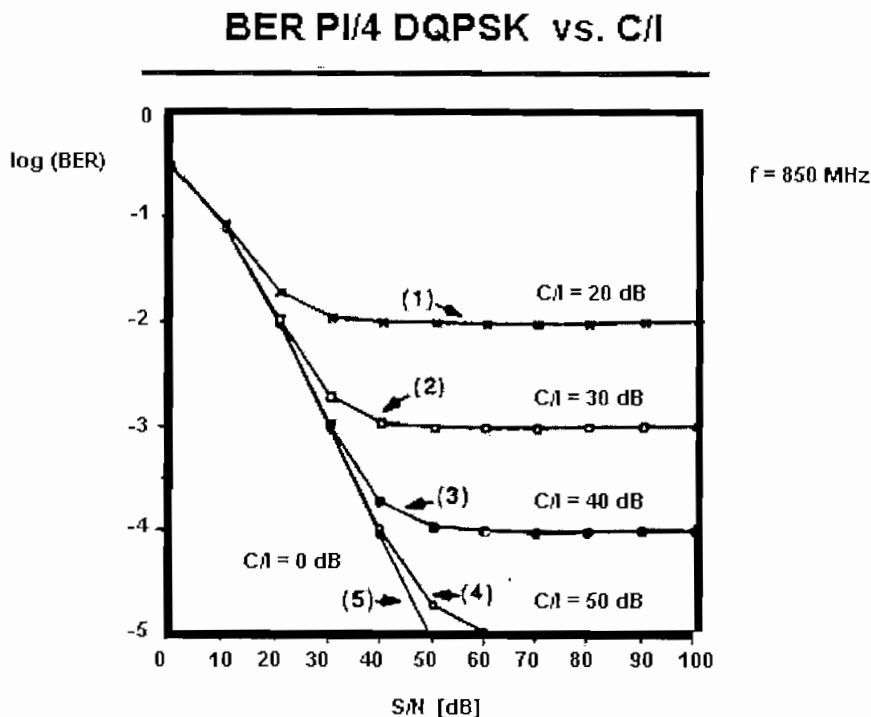


Figura 2.1.- Gráfica de $\log(BER) = f(S/N)$, para distintos valores de C/I , en un estudio experimental, basado en los conceptos de Rayleigh^[25]

Estos estudios dan lugar a ecuaciones empíricas, ya que se basan en observaciones experimentales de desvanecimientos por trayectorias múltiples en enlaces de radiofrecuencia a la frecuencia de 850 MHz.

De la *Figura 2.1*. se obtiene importantes conclusiones matemáticas, con las siguientes consideraciones: El ruido (N , *Noise*) es blanco, gaussiano y con media cero, es decir la densidad espectral de energía del ruido en función de la frecuencia es constante e igual a cero. Esta condición se justifica ya que se crea un ambiente teórico, sin ruido, de tal forma que se garantiza que en condiciones reales expuestas a ruido el sistema seguirá cumpliendo con las expectativas. De tal forma que la relación de potencias: S/N , (*Signal to Noise*), para una media de ruido igual a cero, viene a dar un valor infinito, hablando matemáticamente, y sobre la base de la *Figura 2.1*. es válido emitir la siguiente ecuación:

$$\log(BER) = \left(\frac{C}{I}\right) \times \left(-\frac{1}{10}\right) \quad [2.8]$$

Donde: C/I = Relación portadora a interferencia en decibeles.

Si se realiza la transformación de decibeles a una relación de potencias, en base a la *Ecuación 2.9*:

$$C/I \text{ [dB]} = 10 \log (C/I) \quad [2.9]$$

Se obtiene que la *Ecuación 2.8* se puede expresar como sigue:

$$BER = \frac{1}{C/I}$$

Justificando la razón por la que se escoge la modulación digital $\pi/4$ DQPSK para el estudio, es que con este tipo de modulación se tiene un mejor rendimiento en los enlaces, a comparación que con FSK. Si se cumple la teoría para el caso más exigente, el caso menos exigente está también cubierto, esta teoría se puede

aplicar ya que ambos tipos de modulación son de naturaleza digital y el trato que se da a la información es también digital. Ver *Figura 2.2.*

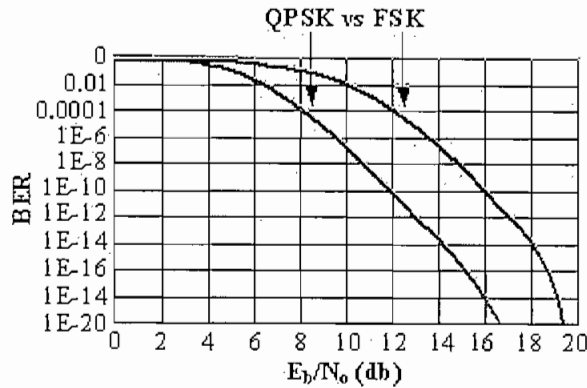


Figura 2.2.- Comparación entre QPSK y FSK^[19]

En la *Figura 2.2.* se puede observar que la modulación QPSK, patrón de la modulación $\pi/4$ DQPSK, es aproximadamente 3 dB mejor que FSK, es decir que para un determinado valor de E_b/N_o , existe una menor tasa de bits errados con modulación $\pi/4$ DQPSK que con FSK. Esto permite decir que un sistema con modulación $\pi/4$ DQPSK es más tolerable a desvanecimientos de potencia por condiciones ambientales y a la presencia de interferencia debida a ruido, esta conclusión es también respaldada por el análisis del concepto de E_b/N_o , expresado matemáticamente por la *Ecuación 2.10.*

$$E_b/N_o = (S/N) \cdot (AB_N / R) \quad [2.10]$$

Donde:

- E_b = Energía de la señal por bit.
- N_o = Densidad de potencia del ruido por hertz.
- S = Potencia de la señal.
- N = Potencia del ruido.
- AB_N = Ancho de banda del ruido.
- R = Ritmo o velocidad de transmisión.

Con respecto a la relación C/I , se debe recordar el estudio realizado en el capítulo 1 referente a este parámetro y como se relaciona con la capacidad de

una célula sectorizada a 120° para un determinado plan de reuso de frecuencias, de este estudio resulta la *Ecuación 1.9*.

$$\frac{C}{I} [dB] = 10 \log \left[\left(\frac{1}{N-1} \right) \left(\frac{D}{R} \right)^{\rho} \right] \quad [1.9]$$

Si la capacidad de voceo del canal de control está determinada por el tiempo promedio de adquisición de un canal, se toma en consideración que de acuerdo a las especificaciones de la EIA (Asociación de Industrias Electrónicas); el bit *busy/idle*, se debe mantener ocupado por lo menos 30 ms después de la recepción de la última palabra enviada por el móvil. Si el móvil no puede completar la llamada dentro del tiempo de trama en este caso del RECC más 30 ms ($T_R + 30$ ms), entonces se le da un tiempo adicional. Este proceso involucra un algoritmo de búsqueda hasta que se obtiene la palabra correcta. De aquí que el tiempo promedio para lograr una llamada exitosa es:

$$T_{acq} = T_R + \Delta t + \Delta t \cdot P_F + 2 \cdot \Delta t \cdot P_F^2 + 3 \cdot \Delta t \cdot P_F^3 + \dots$$

$$T_{acq} = T_R + \Delta t + \Delta t \cdot P_F \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} n \cdot (P_F)^{n-1} \right]$$

$$T_{acq} = T_R + \Delta t + \frac{\Delta t \cdot P_F}{(1 - P_F)^2} \quad [2.11]$$

Donde: T_{acq} = Tiempo promedio de adquisición de una llamada correcta, [ms].

T_R = Tiempo de la trama del RECC, [ms].

Δt = Tiempo de acuerdo a la EIA que el bit *busy/idle*, se debe mantener ocupado después de la recepción de la última palabra enviada por el móvil.

P_F = Probabilidad de detección de una palabra incorrecta.

El término: $\Delta t + \frac{\Delta t \cdot P_F}{(1 - P_F)^2}$, es el retraso (*delay*) del bit BIS (*Busy Idle Status*),

el cual depende de la relación *C/I*. El bit BIS (*Busy* = 0, *Idle* = 1) se inserta en el flujo de datos del FOCC, un bit BIS cada 10 bits (a 1 kbps). El bit BIS indica si el RECC está ocupado o no. De aquí se puede concluir que la capacidad efectiva de voceo del canal de control RECC, está expresado por:

$$\frac{1}{T_{acq}} = \frac{1}{T_R + \Delta t + \frac{\Delta t \cdot (1 - P_{DC})}{P_{DC}^2}} \quad [2.12]$$

Donde: $P_{DC} = 1 - P_F$ = Probabilidad de detección de una palabra correcta.

$T_R = 124.8$ [ms], valor constante.

$\Delta t = 30$ [ms] el mínimo y 175 [ms] el máximo.

Una vez encontrada una ecuación que exprese la capacidad del canal RECC, se puede emitir una gráfica que indique la relación entre la capacidad de voceo del canal y *C/I* (Ver *Figura 2.3.*), tomando en cuenta que intrínsecamente en estos parámetros se relaciona también el parámetro *BER*. Para esto se ha desarrollado una tabla de valores de los distintos parámetros, utilizando las ecuaciones determinadas a lo largo de esta sección. Ver *Tabla 2.2.*

De la *Tabla 2.2.* y de la *Figura 2.3.* se puede concluir que:

- La capacidad del RECC se degrada rápidamente para *C/I* menor o igual que 3 dB.
- Para *C/I* mayor o igual que 14 dB la capacidad del RECC es insensible o no se ve afectada por *C/I*.
- La capacidad del RECC se degrada lentamente para *C/I* mayor que 12 dB y menor que 14 dB.
- Para el caso en el que no hubiera interferencia, se tendría que:
 - *C/I* tienda al infinito.
 - P_F es igual a 0 y P_{DC} es igual a 1.

- Capacidad por hora igual a 23256 voceos por hora, con BIS *delay* igual a 30 ms.
- Capacidad por hora igual a 12008 voceos por hora, con BIS *delay* igual a 175 ms.

C/I [dB]	C/I	BER	WER	P _{DC}	T _{acq, mín} [s]	T _{acq, máx} [s]	V.O. mín / h	V.O. máx / h
0	1	1	1	0	∞	∞	0	0
1	1,25893	0,79433	1	0	∞	∞	0	0
2	1,58489	0,63096	1	0	∞	∞	0	0
3	1,99526	0,50119	1	5,33881E-34	1,05252E+65	6,13972E+65	3,4203E-62	5,8635E-63
4	2,51189	0,39811	1	2,59589E-23	4,45193E+43	2,59696E+44	8,0864E-41	1,3862E-41
5	3,16228	0,31623	1	3,12122E-16	3,07944E+29	1,79634E+30	1,169E-26	2,0041E-27
6	3,98107	0,25119	0,99987	2,42613E-11	5,09674E+19	2,9731E+20	7,0633E-17	1,2109E-17
7	5,01187	0,19953	0,99809	6,89805E-08	6,30477E+12	3,67778E+13	5,71E-10	9,7885E-11
8	6,30957	0,15849	0,98734	1,98873E-05	75850755,95	442462742,5	4,7462E-05	8,1363E-06
9	7,94328	0,12589	0,95093	0,001096244	24936,36577	145461,5305	0,14436747	0,02474881
10	10	0,1	0,8711	0,017490782	96,50207045	562,3255443	37,3048991	6,40198553
11	12,5893	0,07943	0,74515	0,10869922	2,417842384	13,50088058	1488,9308	266,649274
12	15,8489	0,0631	0,59064	0,333741568	0,334249962	1,346591443	10770,3827	2673,41666
13	19,9526	0,05012	0,43449	0,621441571	0,184207193	0,471341959	19543,2108	7637,76688
14	25,1189	0,03981	0,29869	0,838643167	0,161682626	0,339948653	22265,8432	10589,8346
15	31,6228	0,03162	0,19366	0,946834593	0,156579107	0,310178126	22991,5731	11606,2343
16	39,8107	0,02512	0,11952	0,985839806	0,155237097	0,302349732	23190,3332	11906,7412
17	50,1187	0,01995	0,07083	0,996813501	0,154896207	0,300361208	23241,3696	11985,569
18	63,0957	0,01585	0,0406	0,99937074	0,154818902	0,299910259	23252,9747	12003,5907
19	79,4328	0,01259	0,02266	0,999887592	0,154803373	0,299819676	23255,3072	12007,2173
20	100	0,01	0,01237	0,999981405	0,154800558	0,299803254	23255,7301	12007,875
21	125,893	0,00794	0,00664	0,999997101	0,154800087	0,299800507	23255,8009	12007,985
22	158,489	0,00631	0,00351	0,999999568	0,154800013	0,299800076	23255,812	12008,0023
23	199,526	0,00501	0,00184	0,999999938	0,154800002	0,299800011	23255,8137	12008,0049
24	251,189	0,00398	0,00095	0,999999991	0,1548	0,299800002	23255,8139	12008,0053
25	316,228	0,00316	0,00049	0,999999999	0,1548	0,2998	23255,8139	12008,0053
26	398,107	0,00251	0,00025	1	0,1548	0,2998	23255,814	12008,0053
27	501,187	0,002	0,00013	1	0,1548	0,2998	23255,814	12008,0053
28	630,957	0,00158	6,5E-05	1	0,1548	0,2998	23255,814	12008,0053
29	794,328	0,00126	3,3E-05	1	0,1548	0,2998	23255,814	12008,0053
30	1000	0,001	1,7E-05	1	0,1548	0,2998	23255,814	12008,0053

Tabla 2.2.- Variación de la capacidad de voceo del RECC en función de la relación C/I, para un *delay* mínimo y un máximo

- En un ambiente con poca atenuación el BIS *delay* es mínimo e igual a 30 ms, por ende la capacidad del RECC será máxima.
- En un ambiente con mucha atenuación el BIS *delay* es máximo e igual a 175 ms, por ende la capacidad del RECC será mínima.

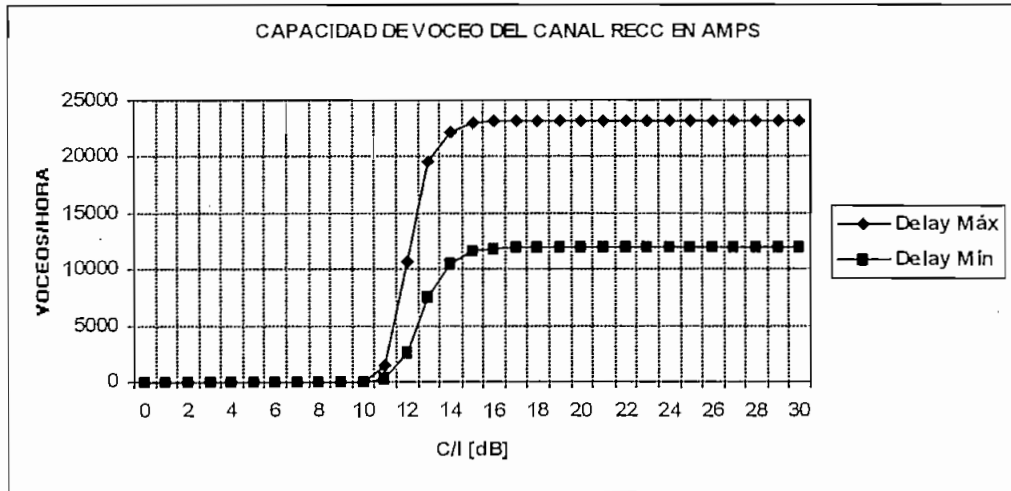


Figura 2.3.- Capacidad del RECC en función de C/I, para un delay mínimo y un máximo

Para obtener la capacidad del RECC y del FOCC se utiliza el modelo que se muestra en la Figura 2.4., donde se divide el sistema en dos bloques: Radiofrecuencia y banda base.

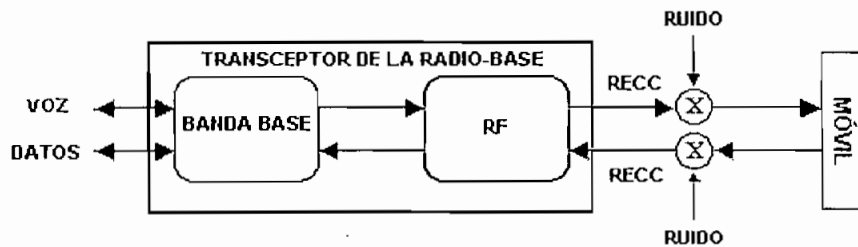


Figura 2.4.- Modelo de evaluación del canal de control [25]

2.3.1.2. Capacidad de Voceo del FOCC para AMPS

El voceo o *paging* se interrumpe durante la asignación de canal, una vez cada T_{acq} . Por lo tanto, las interrupciones de *paging* debido a la asignación de canal son:

$$Interrupciones\ del\ voceo = \frac{T_F}{T_{acq}} \quad [2.13]$$

Donde: $T_F = 42,1$ [ms], tiempo de la trama del FOCC.

$T_{acq} = T_R + BIS\ delay.$

$$\text{BSI delay} = \Delta t + \frac{\Delta t \cdot P_F}{(1 - P_F)^2}, \text{ busy/idle.}$$

$T_R = 124,8$ [ms], tiempo de la trama del RECC.

De la *Ecuación 2.13* se puede concluir que: Con un BIS *delay* de 30 ms mínimo y 175 ms máximo, en el caso de que no exista interferencia y por lo tanto P_F sea igual a cero, la interrupción del voceo debido a la asignación de canal varía entre: 14,04 % y 27,2 % del tiempo.

De acuerdo a la EIA el mensaje de *overhead*, debe cumplir con un porcentaje de tiempo durante el cual no se realiza voceo (interrupción de voceo) de:

19% del tiempo \leq interrupción del voceo \leq 32% del tiempo.

Así, el FOCC estará ocupado en funciones de voceo el resto del tiempo, es decir del 68% al 81% del tiempo, considerando los casos extremos.

De este análisis se puede concluir que la capacidad del FOCC se puede expresar como:

$$\text{Cantidad de voceos originales} = \frac{1}{T_F} \left(1 - \frac{T_F}{T_{acq}} \right) \quad [2.14]$$

Donde: $1 - \frac{T_F}{T_{acq}}$ = Tiempo ocupado en el voceo. [2.15]

$$T_{acq} = T_R + \Delta t + \frac{\Delta t \cdot (1 - P_{DC})}{P_{DC}^2}$$

Donde: P_{DC} = Probabilidad de una detección correcta y es función de C/I , como ya se demostró anteriormente.

De la *Tabla 2.3*, y la *Figura 2.5*. se puede concluir que:

- Para C/I menor o igual que 10 dB el FOCC está bloqueado por la interferencia, no hay asignación de canal y por lo tanto la interrupción del voceo es cero, es decir como se ve en la *Figura 2.5*, el número de voceos es máximo.
- Conforme aumenta C/I , el FOCC se libera y aumenta la asignación de canales al igual que la interrupción del voceo, mientras que se reduce la capacidad de voceo como se nota en la *Figura 2.5*.

C/I [dB]	C/I	BER	WER	PDC	T _{acq, mín} [s]	T _{acq, máx} [s]	V.O. mín / h	V.O. máx / h
0	1	1	1	0	∞	∞	85510,6888	85510,6888
1	1,25893	0,79433	1	0	∞	∞	85510,6888	85510,6888
2	1,58489	0,63096	1	0	∞	∞	85510,6888	85510,6888
3	1,99526	0,50119	1	5,33881E-34	1,05252E+65	6,13972E+65	85510,6888	85510,6888
4	2,51189	0,39811	1	2,59589E-23	4,45193E+43	2,59696E+44	85510,6888	85510,6888
5	3,16228	0,31623	1	3,12122E-16	3,07944E+29	1,79634E+30	85510,6888	85510,6888
6	3,98107	0,25119	0,99987	2,42613E-11	5,09674E+19	2,9731E+20	85510,6888	85510,6888
7	5,01187	0,19953	0,99809	6,89805E-08	6,30477E+12	3,67778E+13	85510,6888	85510,6888
8	6,30957	0,15849	0,98734	1,98873E-05	75850755,95	442462742,5	85510,6888	85510,6888
9	7,94328	0,12589	0,95093	0,001096244	24936,36577	145461,5305	85510,5445	85510,6641
10	10	0,1	0,8711	0,017490782	96,50207045	562,3255443	85473,3839	85504,2869
11	12,5893	0,07943	0,74515	0,10869922	2,417842384	13,50088058	84021,758	85244,0396
12	15,8489	0,0631	0,59064	0,333741568	0,334249962	1,346591443	74740,3061	82837,2722
13	19,9526	0,05012	0,43449	0,621441571	0,184207193	0,471341959	65967,478	77872,922
14	25,1189	0,03981	0,29869	0,838643167	0,161682626	0,339948653	63244,8457	74920,8543
15	31,6228	0,03162	0,19366	0,946834593	0,156579107	0,310178126	62519,1157	73904,4546
16	39,8107	0,02512	0,11952	0,985839806	0,155237097	0,302349732	62320,3557	73603,9477
17	50,1187	0,01995	0,07083	0,996813501	0,154896207	0,300361208	62269,3192	73525,1198
18	63,0957	0,01585	0,0406	0,99937074	0,154818902	0,299910259	62257,7141	73507,0981
19	79,4328	0,01259	0,02266	0,999887592	0,154803373	0,299819676	62255,3816	73503,4715
20	100	0,01	0,01237	0,999981405	0,154800558	0,299803254	62254,9587	73502,8138
21	125,893	0,00794	0,00664	0,999997101	0,154800087	0,299800507	62254,888	73502,7038
22	158,489	0,00631	0,00351	0,999999568	0,154800013	0,299800076	62254,8768	73502,6865
23	199,526	0,00501	0,00184	0,999999938	0,154800002	0,299800011	62254,8752	73502,6839
24	251,189	0,00398	0,00095	0,999999991	0,1548	0,299800002	62254,8749	73502,6836
25	316,228	0,00316	0,00049	0,999999999	0,1548	0,2998	62254,8749	73502,6835
26	398,107	0,00251	0,00025	1	0,1548	0,2998	62254,8749	73502,6835
27	501,187	0,002	0,00013	1	0,1548	0,2998	62254,8749	73502,6835
28	630,957	0,00158	6,5E-05	1	0,1548	0,2998	62254,8749	73502,6835
29	794,328	0,00126	3,3E-05	1	0,1548	0,2998	62254,8749	73502,6835
30	1000	0,001	1,7E-05	1	0,1548	0,2998	62254,8749	73502,6835

Tabla 2.3.- Variación de la capacidad de voceo del FOCC en función de la relación C/I, para un delay mínimo y un máximo

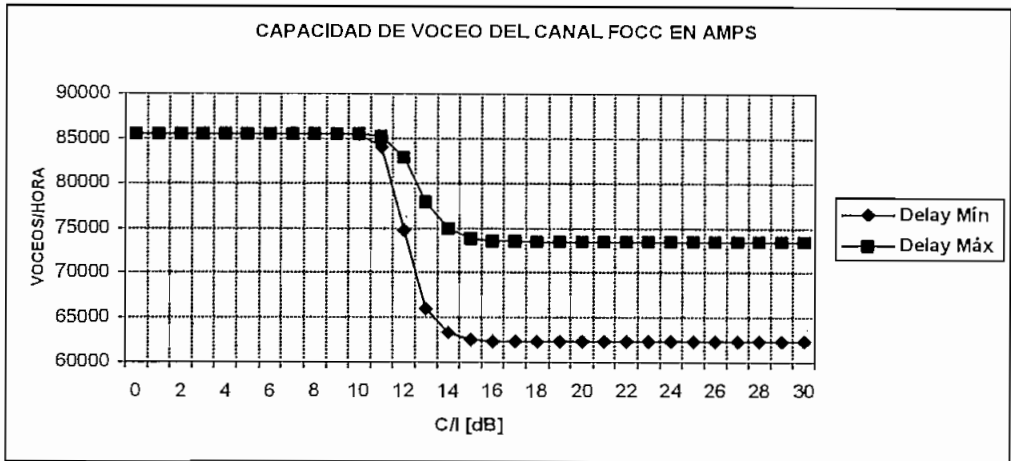


Figura 2.5.- Capacidad del FOCC en función de C/I, para un delay mínimo y un máximo

Del análisis de la capacidad de voceo del RECC y del FOCC en AMPS se concluye que:

- El desempeño del RECC es inversamente proporcional al desempeño del FOCC.
- El FOCC estará ocupado en funciones de voceo del 68% al 81% del tiempo, considerando los casos extremos.
- $12008 \text{ voceos por hora (3,34 voceos por segundo)} \leq \text{Capacidad del RECC} \leq 23256 \text{ voceos por hora (6,46 voceos /por segundo)}$
- $62255 \text{ voceos por hora (17,3 voceos por segundo)} \leq \text{Capacidad del FOCC} \leq 73503 \text{ voceos por hora (20,42 voceos por segundo)}$
- El creciente tráfico del sistema celular, sobrepasa rápidamente la capacidad de un solo canal de control en las células OMNI, de ahí que se justifica la sectorización de las células.
- Tanto el FOCC, como el RECC son contaminados por ruido, interferencia y atenuación, por lo tanto, la capacidad del FOCC y del RECC depende de C/I.
- Para bloquear el canal de control de tal forma que se impida la comunicación, se puede trabajar tanto sobre el RECC como el FOCC, ya que con la presencia de interferencia de tal forma que C/I sea menor o igual que 12 dB, se puede impedir que el teléfono celular sea ubicado por la radio base, ya sea debido a que el número de voceos sean escasos o nulos, como sería el caso

de bloquear el RECC, o porque son demasiados de tal forma que no son inteligibles, para el caso de bloquear el FOCC.

2.3.1.3. Capacidad de Voceo del RECC para TDMA

El análisis que se hace para determinar la capacidad de voceo del RECC en TDMA, es equivalente al que se hizo para AMPS, ya que en ambos casos como se ha dicho, el trato que se da a la información es digital. La diferencia radica básicamente en las consideraciones que se debe tomar en cuanto a la velocidad de transmisión del canal, el número de bits que componen la trama del canal de control, el tipo de codificación y el método de recuperación de errores que utiliza TDMA en comparación con AMPS.

El tipo de modulación también es de gran importancia y como se explicó anteriormente un estudio basado en $\pi/4$ DQPSK, garantiza el cumplimiento de objetivos si en la contraparte está una modulación con menores características de rendimiento como lo es FSK.

En la *Tabla 2.4* y en la *Figura 2.6*, se resume los resultados obtenidos del análisis de la capacidad de voceo del RECC en TDMA, considerando los siguientes puntos que diferencian a la trama del RECC en TDMA de la trama del RECC en AMPS:

- La trama del RECC en la tecnología TDMA, se basa en una secuencia de 324 bits agrupados como se describe en la *Figura 1.51*.
- El método de corrección de errores está determinado por el método ARQ (*Automatic Repeat Request*), en el cual la corrección de una palabra incorrecta está dada por retransmisión de la misma.
- La trama del RECC en TDMA utiliza el código Hamming (15, 11), el cual considera que a partir de 1 bit errado existe error en la palabra codificada, la misma que está conformada por 15 bits.
- El tiempo de la trama del RECC en TDMA es de 40 ms.

C/I [dB]	C/I	BER	WER	P _{DC}	T _{acq, mín} [s]	T _{acq, máx} [s]	V.O. máx / h	V.O. mín / h
0	1	1	1	0	∞	∞	0	0
1	1,25893	0,79433	1	2,42351E-10	5,10776E+17	2,97953E+18	0	0
2	1,58489	0,63096	1	8,69104E-07	39717052471	2,31683E+11	0	0
3	1,99526	0,50119	0,99994	5,90372E-05	8606844,09	50206590,33	0,00041827	7,1704E-05
4	2,51189	0,39811	0,99918	0,000818971	44691,95676	260702,8878	0,08055141	0,01380882
5	3,16228	0,31623	0,99512	0,004883829	1251,694685	7301,358997	2,87610073	0,4930589
6	3,98107	0,25119	0,98257	0,01742665	97,13404929	566,4219542	37,0621839	6,35568585
7	5,01187	0,19953	0,95565	0,044346512	14,64816204	85,25427856	245,764622	42,2266197
8	6,30957	0,15849	0,9107	0,089296586	3,496324624	20,20189364	1029,65267	178,201116
9	7,94328	0,12589	0,84798	0,152022393	1,170754595	6,63606847	3074,93989	542,489882
10	10	0,1	0,77123	0,228767925	0,512095479	2,793890296	7029,93904	1288,5259
11	12,5893	0,07943	0,68611	0,313889509	0,278911195	1,433648638	12907,3342	2511,07552
12	15,8489	0,0631	0,59846	0,401543895	0,181349303	0,8645376	19851,1929	4164,07568
13	19,9526	0,05012	0,51318	0,486822432	0,13496026	0,593934851	26674,5188	6061,27085
14	25,1189	0,03981	0,43377	0,566234022	0,110586801	0,451756337	32553,6138	7968,89762
15	31,6228	0,03162	0,36229	0,637711026	0,096725665	0,370899713	37218,6637	9706,12777
16	39,8107	0,02512	0,29964	0,700363225	0,088326085	0,321902164	40758,0614	11183,5222
17	50,1187	0,01995	0,24585	0,754152176	0,0829679	0,290646082	43390,2751	12386,1983
18	63,0957	0,01585	0,20041	0,799585213	0,079404192	0,269857789	45337,6565	13340,3598
19	79,4328	0,01259	0,16253	0,837471218	0,076952032	0,255553519	46782,3904	14087,0688
20	100	0,01	0,13125	0,868745813	0,075217338	0,245434472	47861,3056	14667,8662
21	125,893	0,00794	0,10564	0,894357249	0,073962223	0,238112966	48673,4966	15118,8743
22	158,489	0,00631	0,0848	0,915198881	0,073037329	0,232717754	49289,8636	15469,3827
23	199,526	0,00501	0,06793	0,932074404	0,072345598	0,228682654	49761,148	15742,3396
24	251,189	0,00398	0,05432	0,945684532	0,071822016	0,225628427	50123,9062	15955,4363
25	316,228	0,00316	0,04337	0,956626702	0,071421866	0,223294219	50404,7317	16122,2266
26	398,107	0,00251	0,0346	0,965402032	0,071113667	0,221496392	50623,1803	16253,0864
27	501,187	0,002	0,02757	0,97242573	0,070874807	0,220103043	50793,7889	16355,9756
28	630,957	0,00158	0,02196	0,978038634	0,070688761	0,219017773	50927,4734	16437,0222
29	794,328	0,00126	0,01748	0,982518546	0,070543272	0,218169086	51032,5067	16500,9629
30	1000	0,001	0,01391	0,986090637	0,070429136	0,217503293	51115,209	16551,4736

Tabla 2.4.- Variación de la capacidad de voceo del RECC en función de la relación C/I, para un delay mínimo y un máximo

De la *Tabla 2.4.* y de la *Figura 2.6.* se puede concluir que:

- La capacidad del RECC se degrada rápidamente para C/I menor o igual que 3 dB.
- Para C/I mayor o igual que 18 dB, la capacidad del RECC es insensible o no se ve afectada por la relación C/I.
- La capacidad del RECC se degrada lentamente para C/I mayor que 12 dB y menor que 18 dB.

- Para el caso en el que no hubiera interferencia, se tendría que:
 - C/I tienda al infinito.
 - P_F igual a 0 y P_{DC} igual a 1.
 - Capacidad por hora igual a 51429 voceos por hora, con BIS *delay* igual a 30 ms.
 - Capacidad por hora igual a 16744 voceos por hora, con BIS *delay* igual a 175 ms.
- En un ambiente con poca atenuación el BIS *delay* es mínimo e igual a 30 ms, por ende la capacidad del RECC será máxima.
- En un ambiente con mucha atenuación el BIS *delay* es máximo e igual 175 ms, por ende la capacidad del RECC será mínima.

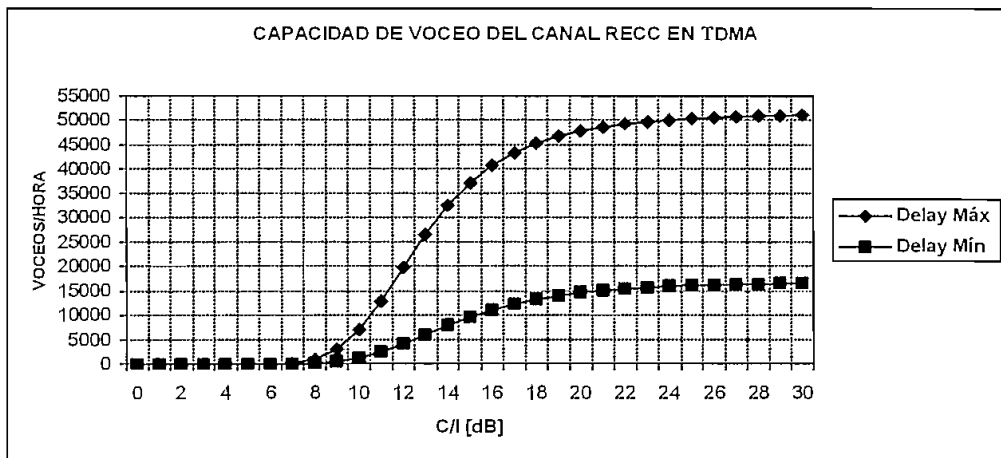


Figura 2.6.- Capacidad del RECC en función de C/I , para un delay mínimo y un máximo

2.3.1.4. Capacidad de Voceo del FOCC para TDMA

El análisis que se hace para determinar la capacidad de voceo del FOCC en TDMA, es equivalente al que se hizo para AMPS. La diferencia radica básicamente en las consideraciones que se debe tomar en cuanto a la velocidad de transmisión del canal, el número de bits que componen la trama del canal de control, el tipo de codificación y el método de recuperación de errores que utiliza TDMA en comparación con AMPS. El tipo de modulación también es de gran importancia y como se explicó anteriormente un estudio basado en $\pi/4$ DQPSK,

garantiza el cumplimiento de objetivos si en la contraparte está una modulación con menores características de rendimiento como lo es FSK.

En la *Tabla 2.5* y en la *Figura 2.7*, se resume los resultados obtenidos del análisis de la capacidad de voceo del FOCC en TDMA, considerando los siguientes puntos que diferencian a la trama del FOCC en TDMA de la trama del FOCC en AMPS:

C/I [dB]	C/I	BER	WER	P _{DC}	T _{acq, mín} [s]	T _{acq, máx} [s]	V.O. mín / h	V.O. máx / h
0	1	1	1	0	∞	∞	90000	90000
1	1,25893	0,79433	1	2,42351E-10	5,10776E+17	2,97953E+18	90000	90000
2	1,58489	0,63096	1	8,69104E-07	39717052471	2,31683E+11	90000	90000
3	1,99526	0,50119	0,99994	5,90372E-05	8606844,09	50206590,33	89999,9996	89999,9999
4	2,51189	0,39811	0,99918	0,000818971	44691,95676	260702,8878	89999,9194	89999,9862
5	3,16228	0,31623	0,99512	0,004883829	1251,694685	7301,358997	89997,1239	89999,5069
6	3,98107	0,25119	0,98257	0,01742665	97,13404929	566,4219542	89962,9378	89993,6443
7	5,01187	0,19953	0,95565	0,044346512	14,64816204	85,25427856	89754,2354	89957,7734
8	6,30957	0,15849	0,9107	0,089296586	3,496324624	20,20189364	88970,3473	89821,7989
9	7,94328	0,12589	0,84798	0,152022393	1,170754595	6,63606847	86925,0601	89457,5101
10	10	0,1	0,77123	0,228767925	0,512095479	2,793890296	82970,061	88711,4741
11	12,5893	0,07943	0,68611	0,313889509	0,278911195	1,433648638	77092,6658	87488,9245
12	15,8489	0,0631	0,59846	0,401543895	0,181349303	0,8645376	70148,8071	85835,9243
13	19,9526	0,05012	0,51318	0,486822432	0,13496026	0,593934851	63325,4812	83938,7291
14	25,1189	0,03981	0,43377	0,566234022	0,110586801	0,451756337	57446,3862	82031,1024
15	31,6228	0,03162	0,36229	0,637711026	0,096725665	0,370899713	52781,3363	80293,8722
16	39,8107	0,02512	0,29964	0,700363225	0,088326085	0,321902164	49241,9386	78816,4778
17	50,1187	0,01995	0,24585	0,754152176	0,0829679	0,290646082	46609,7249	77613,8017
18	63,0957	0,01585	0,20041	0,799585213	0,079404192	0,269857789	44662,3435	76659,6402
19	79,4328	0,01259	0,16253	0,837471218	0,076952032	0,255553519	43217,6096	75912,9312
20	100	0,01	0,13125	0,868745813	0,075217338	0,245434472	42138,6944	75332,1338
21	125,893	0,00794	0,10564	0,894357249	0,073962223	0,238112966	41326,5034	74881,1257
22	158,489	0,00631	0,0848	0,915198881	0,073037329	0,232717754	40710,1364	74530,6173
23	199,526	0,00501	0,06793	0,932074404	0,072345598	0,228682654	40238,852	74257,6604
24	251,189	0,00398	0,05432	0,945684532	0,071822016	0,225628427	39876,0938	74044,5637
25	316,228	0,00316	0,04337	0,956626702	0,071421866	0,223294219	39595,2683	73877,7734
26	398,107	0,00251	0,0346	0,965402032	0,071113667	0,221496392	39376,8197	73746,9136
27	501,187	0,002	0,02757	0,97242573	0,070874807	0,220103043	39206,2111	73644,0244
28	630,957	0,00158	0,02196	0,978038634	0,070688761	0,219017773	39072,5266	73562,9778
29	794,328	0,00126	0,01748	0,982518546	0,070543272	0,218169086	38967,4933	73499,0371
30	1000	0,001	0,01391	0,986090637	0,070429136	0,217503293	38884,791	73448,5264

Tabla 2.5.- Variación de la capacidad de voceo del FOCC en función de la relación C/I, para un delay mínimo y un máximo

- La trama del FOCC en la tecnología TDMA, se basa en una secuencia de 324 bits agrupados como se describe en la *Figura 1.50*.
- El método de corrección de errores está determinado por el método ARQ (*Automatic Repeat Request*), en el cual la corrección de una palabra incorrecta está dada por retransmisión de la misma.
- La trama del FOCC en TDMA utiliza el código Hamming (15, 11), el cual considera que a partir de 1 bit errado existe error en la palabra codificada, la misma que está conformada por 15 bits.
- El tiempo de la trama del FOCC en TDMA es de 40 ms.

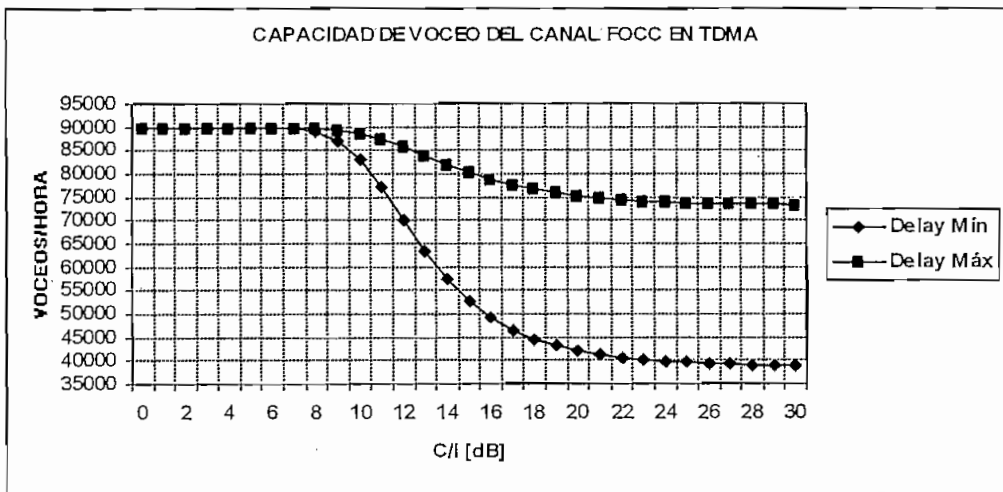


Figura 2.7.- Capacidad del FOCC en función de C/I, para un delay mínimo y un máximo

De la *Tabla 2.5* y la *Figura 2.7* se puede concluir que:

- Para C/I menor o igual que 10 dB el FOCC está bloqueado por la interferencia, no hay asignación de canal y por lo tanto la interrupción del voceo es cero, es decir como se ve en la *Figura 2.7.*, el número de voceos es máximo.
- Conforme aumenta C/I , el FOCC se libera y aumenta la asignación de canales al igual que la interrupción del voceo, mientras que se reduce la capacidad de voceo como se nota en la *Figura 2.7.*

Del análisis de la capacidad de voiceo del RECC y del FOCC en TDMA se concluye que:

- El desempeño del FOCC es inversamente proporcional al desempeño del RECC.
- El FOCC estará ocupado en funciones de voiceo del 43% al 81% del tiempo, considerando los casos extremos.
- 16744 voiceos por hora (4,65 voiceos por segundo) \leq Capacidad del RECC \leq 51429 voiceos por hora (14,29 voiceos por segundo)
- 38571 voiceos por hora (10,71 voiceos por segundo) \leq Capacidad del FOCC \leq 73255 voiceos por hora (20,35 voiceos por segundo)
- El creciente tráfico del sistema celular, sobrepasa rápidamente la capacidad de un solo canal de control en las células OMNI, de ahí que se justifica la sectorización de las células.
- Tanto el FOCC, como el RECC son contaminados por ruido, interferencia y atenuación, por lo tanto, la capacidad del FOCC y del RECC depende de C/I .
- Para bloquear el canal de control de tal forma que se impida la comunicación, se puede trabajar tanto sobre el RECC como el FOCC, ya que con la presencia de interferencia de tal forma que C/I sea menor o igual que 12 dB, se puede impedir que el teléfono celular sea ubicado por la radio base, ya sea debido a que el número de voiceos son escasos o nulos, como sería en el caso de bloquear el RECC, o por que son demasiados de tal forma que no son inteligibles, para el caso de bloquear el FOCC.

De la *Figura 2.3, Figura 2.5, Figura 2.6 y Figura 2.7*; se puede concluir que para un valor de C/I menor o igual que 12 dB, la capacidad del canal de control ya sea en AMPS o en TDMA, empieza a presentar complicaciones serias, ya que toma valores que están por fuera del rango permitido, esto es que desborda los límites de capacidad:

- AMPS:
 - 12008 voiceos por hora (3,34 voiceos por segundo) \leq Capacidad del RECC \leq 23256 voiceos por hora (6,46 voiceos por segundo).

- 62255 voceos por hora (17,3 voceos por segundo) \leq Capacidad del FOCC \leq 73503 voceos por hora (20,42 voceos por segundo).
- TDMA:
 - 16744 voceos por hora (4,65 voceos por segundo) \leq Capacidad del RECC \leq 51429 voceos por hora (14,29 voceos por segundo).
 - 38571 voceos por hora (10,71 voceos por segundo) \leq Capacidad del FOCC \leq 73255 voceos por hora (20,35 voceos por segundo).

Además, a consecuencia de tener un valor de C/I menor o igual que 12 dB, se tiene una tasa de bits errados crítica, la cual supera la capacidad de corrección de errores que tienen los códigos que utilizan tanto AMPS como TDMA. Esto es para C/I menor o igual que 12 dB, se tiene un BER mayor a 0,05, valor que garantiza error en una palabra codificada en cualquiera de los siguientes códigos: BCH (40, 28, 5) que utiliza el canal FOCC en AMPS o Hamming (15, 11) que utiliza el canal FOCC en TDMA.

Finalmente se puede decir que si se logra generar una señal tal que, produzca una interferencia, que comparada con la potencia de la portadora generada por la radio-base, da un valor de C/I menor o igual que 12 dB, se garantiza que el canal de control no tiene la capacidad para vocear a ningún teléfono celular, consecuentemente los teléfonos celulares que se encuentren influenciados por esta interferencia, no podrán ser ubicados por la MSC y por consiguiente cualquier intento de comunicación con estos teléfonos será inútil. Para un mejor entendimiento de este proceso referirse a la *Figura 1.53.*, en la cual, el paso que no se podrá completar es el posicionamiento en un canal de control, máximo el teléfono podrá encontrar un canal de control pero no podrá posesionarse, por ende nunca habrá asignación de canal de voz.

2.3.2. MÉTODO DE ACCESO Y ESTUDIO DE LA SEÑAL BLOQUEADORA ^[6]

Del estudio anterior, sobre las características de la relación C/I y del parámetro BER , se puede obtener tanto criterios para definir niveles de potencia

como para determinar la tasa mínima de errores a partir de la cual se empieza a tener errores no reversibles en la trama. Esta sección trata sobre el tipo y naturaleza de la señal, es decir el método de acceso que se usa para llegar a cada canal de control y cómo mantenerse en éste el tiempo apropiado para llegar a confundir la codificación del mismo. Este trabajo se hace para finalmente poder expresar la señal bloqueadora en función del tiempo.

El método de acceso al canal de radiofrecuencia que sea útil para los objetivos del proyecto, se lo puede determinar en base al mismo método que utilizan las tecnologías AMPS y TDMA para acceder a los canales de radiofrecuencia, por lo que se puede plantear una idea similar o igual para usarla como método de acceso en el sistema a diseñar. En las dos tecnologías cada canal de radiofrecuencia está únicamente identificado por su ubicación a lo largo del espectro de frecuencias, lo cual sugiere que a nivel de canal de radiofrecuencia el método de acceso que se utiliza es: FDMA, sin confundir que al tratarse de canales de datos (canales de voz y de control) el método de acceso que se utiliza es: TDMA, para lo que respecta a la tecnología TDMA; mientras que en AMPS el método sigue siendo FDMA. En base a este análisis se puede plantear como idea válida utilizar el método FDMA para el acceso a los canales de radiofrecuencia, esto se justifica hacer ya que al alcanzar el canal de radiofrecuencia tanto en AMPS como en TDMA, se está influenciando a la vez en el único canal de datos que lleva este canal de radiofrecuencia si se trata de AMPS, ó se está influenciando los tres canales de datos que lleva este canal de radiofrecuencia si se trata de TDMA. Teniendo consecuentemente el bloqueo del canal de control como es la idea principal.

Para el estudio en el tiempo se plantea que la característica principal que debe tener la señal bloqueadora, es realizar un barrido secuencial de cada canal de control a lo largo de todo el grupo de frecuencias (*downlink*), de tal forma que el tiempo que se posee en cada canal de control sea el suficiente para confundirlo, sin olvidar que ese barrido debe ser en un tiempo, por debajo de lo que se demora el canal de control en asignar un canal de voz (T_{acq}), pues de no

ser así existe la posibilidad de estar influenciando un canal de control que no sea el mismo que está funcionando en el área de acción del sistema bloqueador.

Dada esta característica, es necesario enfocar el rango de frecuencias sobre el cual se debe trabajar, siendo importante recalcar la diferencia que existe entre las tecnologías AMPS y TDMA. Ya que en AMPS el canal de control está estrictamente limitado a los canales de radiofrecuencia desde el 313 hasta el 354, es decir desde una frecuencia de 879,39 MHz hasta los 880,62 MHz, esto claro está únicamente hablando del grupo de frecuencias *downlink*, que es sobre el cual se decidió trabajar; mientras que en TDMA el canal de control puede estar ubicado en cualquiera de los 832 canales de radiofrecuencia, lo cual abarca un rango de frecuencias más amplio que va desde los 869,04 MHz hasta los 893,97 MHz, lo cual hace más complejo aún el diseño de la señal para cumplir con la idea anteriormente planteada. Ver *Tablas 1.6, 1.7, 1.8 y 1.9.*

Una vez analizadas las ideas y los conceptos para obtener una señal de radiofrecuencia que garantice el bloqueo del sistema celular, tanto para la tecnología AMPS como para TDMA, se puede dar una idea de la densidad espectral de energía en función de la frecuencia de la señal que se requiere, para alcanzar los objetivos del proyecto. Ver *Figura 2.8.*

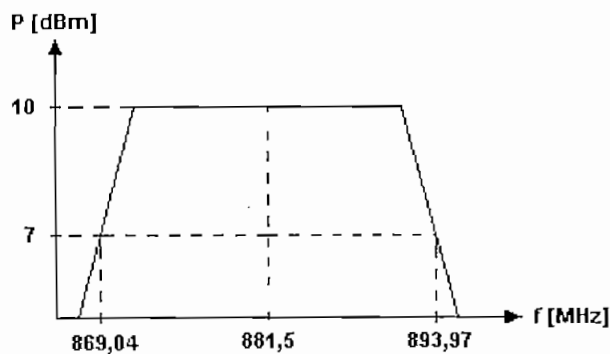


Figura 2.8.- Densidad espectral de energía ideal, de la señal bloqueadora resultante

En la *Figura 2.8* se puede ver que la densidad espectral de la señal es equivalente al de un ruido coloreado o rosado (*pink noise*), es decir un ruido

blanco¹ filtrado, ya que se concentra específicamente dentro del rango de frecuencias de 869,04 MHz a 893,97 MHz.

Para obtener una señal que simule una densidad espectral de energía tal como se indica en la *Figura 2.8*, se parte de una señal sinusoidal de frecuencia variable, la cual barre todo el rango de frecuencias requerido y que se establece dentro del ancho de banda de cada canal de radiofrecuencia, el tiempo que demora un canal de control en asignar un canal de voz (T_{acq}), para ello se utiliza un VCO (*Voltaje-Controlled Oscillator*), que trabaje a una frecuencia central de 880 MHz, que es la frecuencia central de la banda a influenciar. Este VCO es influenciado por una señal de voltaje, tal que permite hacer el barrido en frecuencia dentro de la banda requerida (869,04 MHz – 893,97 MHz), y a su vez permite que el tiempo en establecerse en cada canal de control sea el suficiente para confundirlo, tomando en cuenta que son 832 canales de radiofrecuencia los cuales hay que influenciar y por lo tanto para cumplir con este requerimiento indispensable, se utiliza el análisis probabilístico como herramienta para justificar que el tiempo establecido en cada canal de radiofrecuencia es el suficiente para cumplir con los objetivos.

Es importante delimitar el tipo de la señal que ingresará por el sintonizador del VCO y su frecuencia de barrido con la cual se puede obtener una tasa de bits errados tal que se obtenga una relación C/I menor o igual que 12 dB y por lo tanto un BER mayor que 0,05, como se demostró anteriormente. Para esto, dada la linealidad en la variación de la frecuencia en función de V_{TUNE}^2 , lo ideal es tener una señal triangular tal que realice un barrido a lo largo del rango de frecuencia desde 869,04 MHz hasta 893,97 MHz, tantas veces como sea necesario para alcanzar la tasa de bits errados necesaria; a su vez este barrido debe realizarse en un tiempo menor o igual al tiempo mínimo que demora un canal de control en asignar a los teléfonos celulares un canal de voz ($T_{acq, min}$). Para determinar la frecuencia de barrido ideal, es necesario identificar el caso más crítico a atacar,

¹ Ruido Blanco: Sobre posición de una cantidad infinita de sinusoidales a distintos valores de frecuencia que van desde 0 Hz hasta un valor infinito de frecuencia y se mantienen a un nivel de potencia constante, lo que da como resultado que la densidad espectral de energía en función de la frecuencia es constante.

² V_{TUNE} : Voltaje de sintonización, término utilizado en los osciladores controlados por voltaje, para referirse a la entrada de voltaje en función del cual se obtiene la variación en frecuencia a la salida del mismo.

esto se refiere a las diferencias existentes entre las tecnologías AMPS y TDMA, por lo que a continuación se presenta el análisis comparativo de los parámetros que intervienen para determinar la frecuencia de barrido.

Los parámetros que influyen para determinar la frecuencia de barrido son:

- $T_{acq, mfn}$: Tiempo promedio mínimo de adquisición de canal de voz.
- N : Número de bits de la trama.
- T_b : Tiempo de bit.
- BER : Tasa de bits errados.
- C/I : Relación de potencias entre la portadora y la interferencia.

El tiempo promedio de adquisición mínimo de un canal de voz se obtiene de la *Ecuación 2.11*, en la cual el valor del parámetro Δt , toma el valor de 30 ms, ya que éste es el valor mínimo de tiempo que de acuerdo a la EIA, el bit *busy/idle*, se debe mantener ocupado después de la recepción de la última palabra enviada por el móvil. De tal forma que se puede emitir la siguiente tabla comparativa de valores:

	C/I [dB]	BER	$T_{acq, mfn}$ [s]
AMPS	12	0,0631	0,33425
TDMA	12	0,0631	0,18135

Tabla 2.6.- Comparación de parámetros entre AMPS y TDMA

De la *Tabla 2.6*, se puede concluir que para condiciones de C/I menor o igual que 12 dB y BER mayor que 0,05, el valor de $T_{acq, mfn}$ que abarca tanto la tecnología AMPS como la TDMA es:

$$T_{acq, mfn} = 181,35 \text{ ms}$$

Y por lo tanto este valor es con el que se trabaja para obtener la frecuencia de barrido.

Para continuar con este análisis comparativo, se sugiere seguir la explicación que se brinda en base a la *Figura 2.9* para un mayor entendimiento.

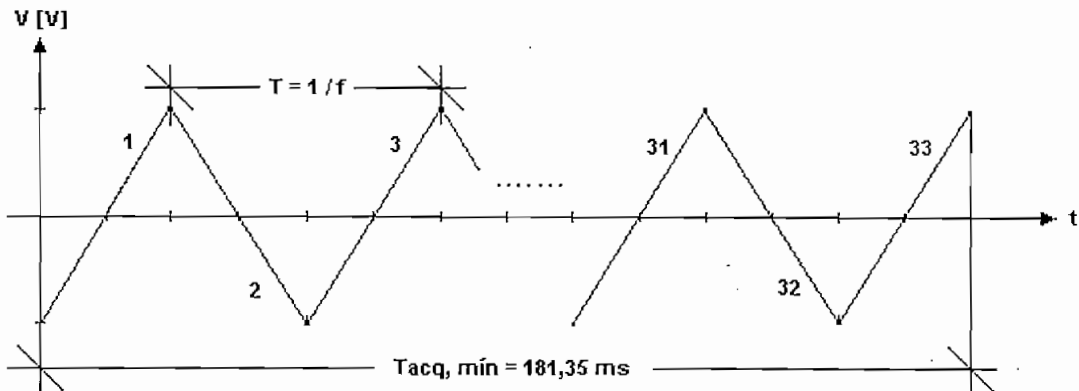


Figura 2.9.- Características de la señal triangular que ingresa por el sintonizador del VCO

El número de bits de la trama, se refiere al total de bits que conforman la trama de *downlink*, así por ejemplo para la tecnología AMPS se trata de 421 bits por trama a una velocidad de 10 kbps (Ver *Figura 1.30*), mientras que para TDMA se trata de 648 bits por trama a una velocidad de 16,2 kbps (Ver *Figura 1.56*). Se trabaja con 648 bits dado que en TDMA por cada canal de radiofrecuencia se tiene capacidad para tres canales de voz, esto es de acuerdo al sistema *Full-rate IS-136*, el cual se encuentra actualmente trabajando en el Ecuador, esto implica que cada canal de voz dispone de dos *slots* de tiempo y por ende el número total de bits de la trama se duplica. Hay que aclarar que este criterio no se contradice con el estudio de la capacidad del canal de control ya que éste se hace en base al tiempo de duración de la trama y al tipo de codificación que usan las distintas tecnologías, mientras que el número de bits de trama no es un parámetro influyente en su determinación. Una vez determinado el número de bits de la trama tanto para AMPS como para TDMA, es necesario determinar que criterio abarca ambas tecnologías, para lo cual se plantea la idea de que mientras más bits tiene la trama, son más bits los que hay que confundir para obtener un BER mayor que 0,05, lo cual involucra mayor número de veces que se debe barrer los canales de control en un mismo tiempo ($T_{acq, min}$), de aquí que el valor crítico es: N igual a 648 bits por trama, valor que involucra los 421 bits de la tecnología AMPS.

Una vez definido el $T_{acq, \min}$ y el valor crítico del número de bits por trama, en base a la *Figura 2.9* se puede calcular la frecuencia de la señal triangular que deberá ingresar por el sintonizador del VCO, para ello previamente se debe determinar cuántos barridos se debe hacer en el tiempo: $T_{acq, \min}$, entendiéndose como barrido cada vez que la señal a la salida del VCO varíe desde 869,04 MHz hasta 893,97 MHz o viceversa; consecuentemente, en un período de la señal triangular se tendrá dos barridos, uno cuando asciende y el otro cuando desciende. El número de barridos está directamente relacionado con la tasa de bits errados, ya que para obtener un BER menor que 0,05 en una transmisión de 648 bits, se debe tener por lo menos 33 bits errados, esto resulta del siguiente cálculo: Si el BER es igual a 0,05, se entiende que de cada 100 bits 5 son errados, a partir de una regla de tres se puede decir que para tener esa misma tasa de errores en una trama de 648 bits debe existir 32,4 bits errados, esto es un total de 33 bits. Si se considera que en cada barrido se logra errar un bit del canal de control, entonces para obtener la mínima tasa de bits errados requerida, se debe realizar por lo menos 33 barridos en un tiempo máximo de 181,35 ms, lo que da como resultado que la frecuencia de la señal triangular que ingresa por el sintonizador o *tune* del VCO debe tener una frecuencia mayor o igual que 90,984 Hz. Sin embargo en la práctica no es suficiente tener una señal triangular a la frecuencia que se determinó, ya que existe también un factor importante como es el tiempo de bit, el cual cambia sustancialmente la forma de la señal que ingresa al VCO, esto debido a que debe existir un tiempo de permanencia de la señal bloqueadora en cada rango de frecuencia perteneciente a cada canal de control, ya que de otra forma sería muy difícil y en algunos casos imposible hacer un barrido el cual cumpla con su objetivo inicial que es errar por lo menos un bit.

El cambio del que se habla consiste en hacer la señal triangular un poco más ancha, con esto se consigue que para un determinado valor de voltaje que ingresa al VCO, el tiempo que permanece en esa determinada frecuencia es por lo menos un tiempo de bit, esto dependiendo de cuan ancha sea la señal triangular. Ver *Figura 2.10*. Esta idea surge de evaluar la señal triangular de la *Figura 2.9*, en la cual si se considera el tiempo que dura un barrido, que en términos del período de la señal es: $T/2$; y se lo compara con el T_b , ya sea éste:

T_b igual a $100 \mu\text{s}$ para el caso de la tecnología AMPS, o T_b igual a $61,73 \mu\text{s}$ para el caso de la tecnología TDMA, se puede obtener la frecuencia máxima que debe tener la señal triangular, esto se concluye a partir del siguiente desarrollo:

Para que el tiempo que dura un barrido incluya tantas veces un T_b como canales de control se desean bloquear, se puede plantear que:

$$T/2 \geq T_b \cdot 42; \quad \text{para AMPS [2.16]}$$

$$T/2 \geq T_b \cdot 832; \quad \text{para TDMA [2.17]}$$

Donde 42 y 832 es el número de canales de radiofrecuencia que involucran canales de control, tanto en AMPS como en TDMA.

Expresando las Ecuaciones 2.16 y 2.17 en términos de frecuencia y remplazando los valores de T_b , se obtiene que:

$$f \leq 119,05 \text{ Hz}; \quad \text{para AMPS}$$

$$f \leq 9,74 \text{ Hz}; \quad \text{para TDMA}$$

Estos valores de frecuencia para el caso de AMPS no dan ninguna contradicción, pero para TDMA si lo hacen, esto al momento de comparar con el valor de frecuencia que se obtuvo de relacionar el número de barridos efectivos y $T_{acq, \text{min}}$. Visto globalmente y conjugando todos los parámetros en cuestión se puede plantear lo siguiente:

$$90,984 \text{ Hz} \leq f \leq 119,05 \text{ Hz}; \quad \text{para AMPS}$$

$$90,984 \text{ Hz} \leq f \leq 9,74 \text{ Hz}; \quad \text{para TDMA}$$

Esta contradicción es consecuencia de que se evalúan parámetros independientes como lo son: T_b , T_{acq} y N . Ahora la solución que se plantea sobretodo para el caso de la tecnología TDMA, es la que se mencionó anteriormente, donde la idea es hacer más ancha la señal triangular. Con esto se logra que el valor de frecuencia máxima, la cual está determinada por el

parámetro T_b , no sea decisivo, pues con la nueva señal se garantiza que durante un $T_{acq, \text{mín}}$, el VCO emitirá una señal que influya a cada canal de control, estableciéndose en cada uno de éstos por lo menos un T_b .

Finalmente para obtener una señal con un espectro como el que se muestra en la *Figura 2.8*, la señal que ingresa por el sintonizador del VCO, debe ser igual a la que se muestra en la *Figura 2.10*, con las siguientes características:

$$f \geq 90,984 \text{ Hz}$$

$$\text{Ancho de la señal} \geq T_b$$

Donde: T_b = Tiempo de bit que abarque los dos casos, es decir que cubra los 100 [µs] de AMPS y los 61,73 [µs] de TDMA, concluyendo que:

$$\text{Ancho de la señal} \geq 100 \text{ [}\mu\text{s]}$$

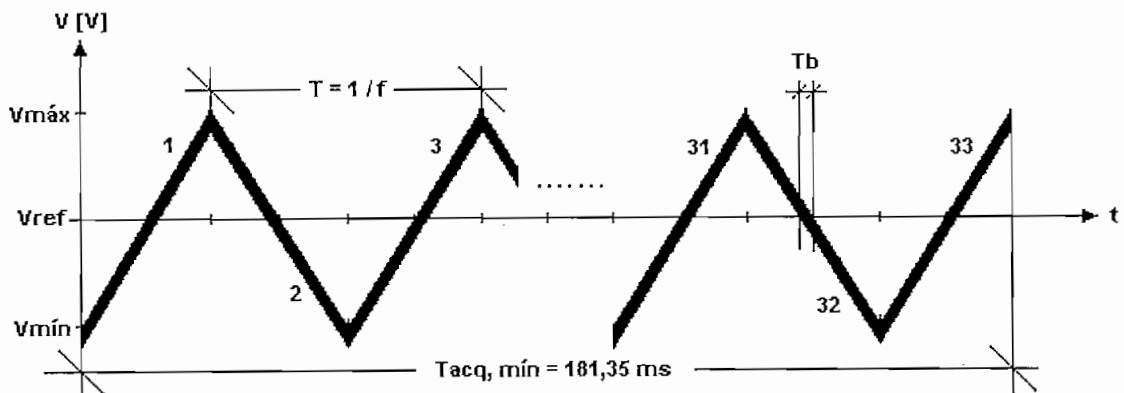


Figura 2.10.- Señal requerida en el sintonizador del VCO

2.3.3. POTENCIA DE LA SEÑAL BLOQUEADORA ^[7]

El canal de radiofrecuencia móvil es una de las limitaciones fundamentales en el desempeño de los sistemas de comunicación inalámbricos. La ruta de transmisión entre el transmisor y el receptor puede variar desde una tan simple como *Line of Sight* (LOS), hasta una que podría estar severamente obstruida como *Non Line of Sight* (NLOS). Los canales de radio son extremadamente

aleatorios y no son fáciles de analizar. Hasta la velocidad del móvil en movimiento tiene gran influencia en la rapidez con que la señal se desvanece.

El modelado del canal de radio ha sido, históricamente, una de las etapas más difíciles en el diseño de sistemas de radios móviles y típicamente se hace de manera estadística, basándose en mediciones hechas específicamente para un sistema de comunicación o una parte del espectro.

La característica aleatoria de la propagación de ondas electromagnéticas generalmente puede ser atribuida a: Reflexión, difracción y dispersión. La mayoría de los sistemas de radio celular opera en áreas urbanas donde no hay línea de vista directa entre el transmisor y receptor, en estos casos la presencia de construcciones de altura considerable provoca severas pérdidas por difracción. Debido a las múltiples reflexiones de la señal en diversos objetos a lo largo de su recorrido, las ondas electromagnéticas viajan por diferentes rutas de diversas longitudes. La interacción entre estas ondas electromagnéticas provoca el desvanecimiento por multi-trayectos en una ubicación específica y la potencia o intensidad de estas ondas electromagnéticas disminuye conforme se incrementa la distancia recorrida (distancia entre el transmisor y el receptor).

Los modelos de propagación se han enfocado, tradicionalmente, en predecir la potencia promedio recibida a una distancia dada del transmisor, así como las variaciones de la potencia de la señal en la cercanía espacial de un lugar o punto particular. Los modelos de propagación que predicen la potencia media de la señal para cualquier distancia de separación entre el transmisor y el receptor (distancia de separación arbitraria) son útiles para estimar el área de cobertura de radio de un transmisor y se conocen como "*Large-Scale Propagation Models*" (Modelos de Propagación a Larga Escala); porque modelan la potencia de la señal para distancias grandes de separación (varios cientos o miles de metros). Los modelos de propagación que modelan fluctuaciones rápidas de la potencia de la señal recibida, sobre distancias muy cortas (unas cuantas longitudes de onda) o para tiempos de recorrido muy cortos (algunos segundos),

se conocen como "*Small-Scale Fading Models*" (Modelos de Desvanecimiento a Corta Escala).

Conforme un móvil se mueve o se desplaza sobre distancias muy pequeñas, la potencia recibida instantánea puede variar rápidamente dando lugar a lo que se conoce como "*Small-Scale Fading*" (Desvanecimiento a Corta Escala). Lo que da lugar a esto es el hecho de que la señal recibida es la suma de varias contribuciones, las cuales llegan de diferentes direcciones (debido a que la señal original de transmisión se refleja y se difracta). Puesto que la fase de estas señales (diferentes versiones de la misma señal) es diferente y aleatoria, la suma de estas contribuciones varía mucho y por ejemplo, obedece a la distribución de desvanecimiento de Rayleigh. En el "*Small-Scale Fading*", la potencia de la señal recibida puede variar en tres o cuatro órdenes de magnitud (3 o 4 dB) cuando se mueve en solo una fracción de longitud de onda. Conforme el móvil se aleja del transmisor a distancias mucho más grandes que una longitud de onda, este tipo de disminuciones son los que predicen los "*Large-Scale Propagation Models*". El promedio de la potencia recibida se calcula promediando señales recibidas en un área de 5λ o 4λ (para frecuencias celulares, esto corresponde a medir la potencia promedio recibida en movimientos de 1 m a 10 m).

La potencia a la que debe transmitir el sistema bloqueador telefónico para cumplir con los objetivos del proyecto, está directamente relacionada al área de cobertura que se requiere bloquear, es decir a cuántos metros a la redonda del bloqueador, éste puede anular al sistema celular, impidiendo así las comunicaciones celulares en esa área exclusiva. Para ello se trabaja con modelos de propagación: *Small-Scale*, y más específicamente con aquellos creados para áreas cerradas o interiores, esto ya que el desempeño del sistema bloqueador está dirigido para este tipo de ambientes, como por ejemplo: Salas de reuniones, hospitales, cárceles, etc..

Por esta razón el modelo de propagación con el que se trabaja en el presente proyecto es: Modelo de Propagación Log-Distancia, también conocido como Log-Normal. Este modelo permite obtener un valor teórico del

desvanecimiento de potencia para una determinada distancia de separación entre el transmisor y el receptor, de tal forma que conjuntamente con el estudio anterior de la relación C/I y de BER mínimo requerido para bloquear el sistema celular, se puede emitir un valor de potencia de transmisión mínimo para alcanzar una distancia determinada y de esta forma encontrar una relación de la potencia de transmisión del bloqueador telefónico y su área de cobertura. Dentro de este estudio se involucra también el parámetro $RSSI$ (*Received Signal Strength*) propio del sistema celular, el cual viene dado en un rango, que va desde los -51 dBm hasta los -113 dBm, dependiendo de la posición del móvil respecto a la radio-base, esto es mientras más cerca esté el transmisor del receptor, la señal recibida será más fuerte (-51 dBm) y mientras más alejados estén, menor será la potencia recibida (-113 dBm), estos valores son los oficialmente emitidos por los estándares: AMPS y TDMA IS-136, en lo referente a los reportes MAHO (*Mobile Assisted Handoff*).

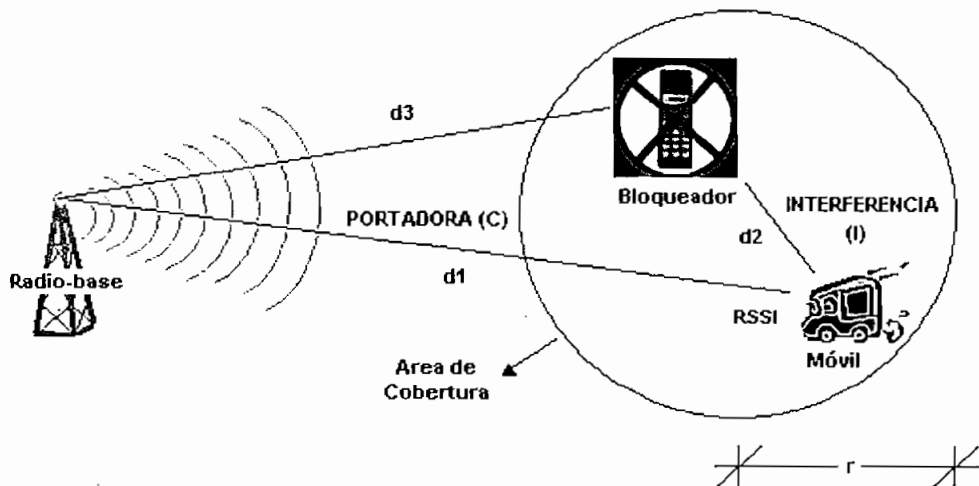


Figura 2.11.- Área de cobertura del sistema bloqueador

En la *Figura 2.11*, está representado el escenario en el que debe actuar el bloqueador telefónico celular, en el cual los parámetros principales son: la distancia desde el teléfono celular a la radio-base (d_1), la cual se relaciona directamente con el valor de $RSSI$ (C , potencia de portadora) en la ubicación del móvil; el nivel de potencia de la señal bloqueadora tanto a la salida del bloqueador

(P_{OUT}), como a la entrada del teléfono móvil (I); y, finalmente el área de cobertura del bloqueador determinada por la distancia d_2 , que representa el radio de cobertura.

El punto importante es determinar el nivel de potencia que se atenúa debido a la propagación de la señal bloqueadora en ambientes cerrados y para ello como ya se dijo se utiliza el modelo de propagación Log-Normal; una vez determinado este valor se emite una tabla de valores comparativos para acoplar los valores requeridos de cobertura y en base a ésta conocer el nivel de potencia apropiado para una determinada cobertura.

2.3.3.1. Modelo de Propagación Log-Normal ^[7,9]

Los modelos de pérdidas de propagación para una distancia d , predicen que la pérdida de potencia a causa de la propagación es proporcional a:

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad [2.18]$$

Donde: $\overline{PL}(d)$ = Power Lost, pérdida de potencia debido a la propagación en una distancia d [dB].

d = Distancia entre transmisor y receptor, [m].

d_0 = Distancia inicial de referencia entre transmisor y receptor, [m].

De la Ecuación 2.18, la pérdida de potencia en dB se expresa como sigue:

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad [2.19]$$

En esta ecuación el valor $\overline{PL}(d_0)$, representa las pérdidas de potencia debidas a la propagación a través de una distancia d_0 , que para el presente

estudio se considera 1 metro y se calcula en base a la *Ecuación 2.20*, la cual es la ecuación base del modelo de propagación en espacio libre con línea de vista.

$$L_p [dB] = 32,44 + 20 \log f [MHz] + 20 \log d [km] \quad [2.20]$$

Remplazando los valores respectivos para hallar $\overline{PL}(d_0)$, se tiene:

$$\overline{PL}(d_0) = 32,44 + 20 \log 880 [MHz] + 20 \log 0,001 [km]$$

$$\overline{PL}(d_0) = 31,33 [dB]$$

El resultado dado por la *Ecuación 2.19* representa sólo el valor medio o esperado de pérdida de propagación. En la práctica, las diversas condiciones de propagación producen pérdidas muy distintas de las esperadas, sin embargo los datos proporcionados por este tipo de ecuaciones empíricas, ayudan a obtener una idea del comportamiento de la propagación de las ondas electromagnéticas en distintos ambientes.

La ecuación principal del modelo de propagación Log-Normal, resulta de mediciones reales donde muestran que la pérdida de propagación a una distancia d , es decir $\overline{PL}(d)$, es una variable aleatoria que obedece a una distribución Log-Normal en torno al valor esperado, de tal forma que la pérdida de potencia debida a propagación en un ambiente cerrado se la puede expresar así:

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad [2.21]$$

Donde: X_σ = Variable aleatoria de distribución gaussiana o normal, con media igual a cero y desviación estándar σ , expresada en [dB].

En la práctica es necesario obtener n y σ , realizando mediciones y ajustando el mejor modelo posible. Se usa para ello regresión lineal, minimizando el error cuadrático medio entre modelo y mediciones. El parámetro n , a su vez depende del entorno y tipo de materiales que conforman los distintos ambientes en áreas cerradas, por lo que se han emitido tablas con valores típicos en distintos tipos de edificaciones. Ver *Tabla 2.7*.

Una vez planteada la ecuación general del comportamiento de las pérdidas de potencia debidas a propagación en ambientes cerrados, el siguiente paso es desarrollar en base a ésta la ecuación particular que más se acerque a la realidad del presente proyecto, para ello se toma en consideración la *Tabla 2.7* y se toma en cuenta básicamente la frecuencia y el ambiente de trabajo que más se acoplen con el tipo de ambientes en los que se desempeñará el bloqueador telefónico, resolviendo trabajar con los valores de n igual a 2,4 y desviación estándar (σ) igual a 9,6 dB; éstos permiten obtener el valor de X_σ , el cual representa una parte de la pérdida total de potencia ($\overline{PL}(d)$), y obedece a una distribución gaussiana o normal¹.

Si la problemática se plantea de tal forma que interesa saber, la pérdida mínima debida a propagación que puede existir en los distintos ambientes, para

¹ La función de distribución de una variable aleatoria $X \sim N(m; \sigma^2)$, que sigue una distribución normal, es:

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-(x-m)^2 / 2\sigma^2} dx \quad [2.22]$$

; con esperanza o valor medio:

$$E(X) = m$$

; y, varianza:

$$Var(X) = \sigma^2$$

; además se la puede calcular mediante el empleo de la ley normal estándar y sus tablas de valores aplicando la transformación (Ver *Anexo C*):

$$F(x) = \Phi \left(\frac{x-m}{\sigma} \right) \quad [2.23]$$

Obviamente σ es la desviación estándar de X_σ y para el presente estudio hay que recordar que el modelo de propagación Log-Normal trabaja con un valor de esperanza o media igual a cero.

que en no más del 1% de éstos se alcance una pérdida por propagación mayor; y, que dicho de otra forma, interesa saber qué nivel de pérdida de potencia abarcaría el 99% de todos los casos posibles a presentarse en los distintos ambientes, de tal forma que se estaría cubriendo hasta el caso crítico. Entonces, resulta un caso típico de probabilidad en donde X_σ es la variable aleatoria: Pérdida de potencia, que se la representa como: $X_\sigma \sim N(0; (9,6)^2)$ y además representa la mínima pérdida para que la probabilidad de que exista un ambiente cerrado con pérdidas por propagación mayores a ésta sea del 1%, es decir:

$$Pr(X > X_\sigma) = 0,01$$

$$Pr(X > X_\sigma) = 1 - Pr(X \leq X_\sigma) = 1 - F_X(X_\sigma) = 1 - \Phi\left(\frac{X_\sigma - 0}{9,6}\right) = 0,01$$

Donde: F_X = Función de distribución de la variable aleatoria X .

$$\Phi\left(\frac{X_\sigma - 0}{9,6}\right) = 1 - 0,01 = 0,99$$

Igualando los argumentos de la función Φ en base a la tabla de valores del Anexo C, se obtiene que:

$$\frac{X_\sigma - 0}{9,6} = 2,3$$

$$X_\sigma = 22,08 \text{ [dB]}$$

Es decir que la ecuación general de pérdidas por propagación, quedaría así:

$$\overline{PL}(d) = 31,33 + 10.(2,4).\log(d) + 22,08 \text{ [dB]} \quad [2.24]$$

Una vez establecida la ecuación que determina la pérdida de potencia debida a propagación, el siguiente paso es relacionar el área de cobertura deseada con la potencia de salida del bloqueador telefónico, de tal forma que se satisfaga la condición de bloqueo desarrollada anteriormente que indica que la

relación C/I debe ser menor o igual a 12 dB. Para ello se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$C/I \text{ [dB]} = C \text{ [dBm]} - I \text{ [dBm]} \quad [2.25]$$

$$C \text{ [dBm]} = \text{RSSI} \text{ [dBm]} \quad [2.26]$$

$$I \text{ [dBm]} = P_{OUT} \text{ [dBm]} - \overline{PL}(d) \text{ [dB]} \quad [2.27]$$

Edificación	Frecuencia [MHz]	n	σ [dB]
Lugares Públicos			
Almacenes pequeños	914	2,2	8,7
Almacenes grandes	914	1,8	5,2
Oficinas altamente particionadas	1500	3	7
Oficinas levemente particionadas	900	2,4	9,6
	19000	2,6	14,1
Fábricas con interiores despejados			
Fábricas de textiles o químicos	1300	2	3
	4000	2,1	7
Fábrica de papeles o cereales	1300	1,8	6
Metalistería	1300	1,6	5,8
Casas Suburbanas			
Calles bajo techo	900	3	7
Fábricas con interiores obstruidos			
Fábricas de textiles o químicos	400	2,1	9,7
Metalistería	1300	3,3	6,8

Tabla 2.7.- Valores de n y σ para distintos ambientes cerrados a diferentes frecuencias ^[7]

Las últimas ecuaciones propuestas obedecen al concepto de presupuesto de pérdidas que existe en todo análisis de radio-enlaces, note que no se considera pérdidas en los medios de transmisión que interconectan los distintos módulos de radiofrecuencia ya que las distancias entre éstos no supera ni siquiera un cuarto de metro, esto se debe a que el sistema bloqueador busca ser modular y de un tamaño considerablemente pequeño.

Con las ecuaciones anteriores se desarrolla la *Tabla 2.8*, en donde se relaciona el parámetro RSSI (Potencia de la portadora recibida en el teléfono móvil, C), con la potencia de salida del sistema bloqueador (P_{OUT}), para lo cual se fija un radio de cobertura mínimo de 10 metros y el trabajo se hace cumpliendo

con la condición de bloqueo: C/I , menor o igual que 12 dB. El radio de cobertura se plantea en función de que el sistema tenga utilidad práctica.

RSSI [dBm]	P_{OUT} [dBm]	%
-51	14,41	100
-53	12,41	96,83
-55	10,41	93,65
-57	8,41	90,48
-59	6,41	87,30
-61	4,41	84,13
-63	2,41	80,95
-65	0,41	77,78
-67	-1,59	74,60
-69	-3,59	71,43
-71	-5,59	68,25
-73	-7,59	65,08
-75	-9,59	61,90
-77	-11,59	58,73
-79	-13,59	55,56
-81	-15,59	52,38
-83	-17,59	49,21
-85	-19,59	46,03
-87	-21,59	42,86
-89	-23,59	39,68
-91	-25,59	36,51
-93	-27,59	33,33
-95	-29,59	30,16
-97	-31,59	26,98
-99	-33,59	23,81
-101	-35,59	20,63
-103	-37,59	17,46
-105	-39,59	14,29
-107	-41,59	11,11
-109	-43,59	7,94
-111	-45,59	4,76
-113	-47,59	1,59

Tabla 2.8.- Potencia de la señal bloqueadora (P_{OUT}), requerida para satisfacer una cobertura de 10 metros con una relación C/I igual a 12 dB, para diferentes valores de RSSI

Como se puede ver en la *Tabla 2.8*, existe una columna referente al porcentaje de casos que se cubre con una determinada potencia de salida que se asigna a la señal bloqueadora, este criterio se establece considerando que una menor potencia de salida cubre menos casos y que una potencia mayor de salida cubre más casos como es lo lógico, por lo que se puede observar que para una

potencia de salida de 14,41 dBm se satisface el 100% de los casos, cumpliendo todos éstos con una distancia mínima de cobertura de 10 metros a la redonda del sistema bloqueador y considerando el caso más crítico en el que el nivel de $RSSI$ sea -51dBm, entendiendo que para aquellos lugares donde el nivel de $RSSI$ es menor, la cobertura será mayor, todo esto desde una perspectiva teórica y entendiendo que la señal bloqueadora tiene el 100% de éxito en su accionar.

Para una mayor apreciación de la *Tabla 2.8* y de su importancia, a continuación se desarrolla un ejemplo de cálculo:

Se desea conocer que potencia debe tener el bloqueador telefónico para cubrir 10 metros de radio a la redonda, si se conoce que la relación C/I debe ser menor o igual a 12 dB y la potencia recibida de la radio-base en la posición del teléfono celular a interferir es: $RSSI$ igual a -51 dBm. Para esto primero se evalúa las pérdidas debido a propagación para 10 metros con la *Ecuación 2.24*:

$$\overline{PL}(d) = 31,33 + 10.(2,4).log(10) + 22,08 \text{ [dB]}$$

$$\overline{PL}(d) = 77,41 \text{ [dB]}$$

Con el dato de las pérdidas se plantea la siguiente ecuación derivada de las *Ecuaciones 2.25, 2.26 y 2.27*:

$$P_{OUT} = C \text{ [dBm]} - C/I \text{ [dB]} + \overline{PL}(d) \text{ [dB]}$$

En donde se reemplaza los valores respectivamente:

$$P_{OUT} = -51 \text{ [dBm]} - 12 \text{ [dB]} + 77,41 \text{ [dB]}$$

Y se obtiene que:

$$P_{OUT} = + 14,41 \text{ [dBm]}$$

Éste es el modo de cálculo para encontrar la potencia de la señal bloqueadora requerida para cumplir con las condiciones de bloqueo.

La variación del área de cobertura depende directamente de la distancia entre la radio-base y el teléfono móvil que se desea bloquear y esta distancia delimita al parámetro $RSSI$, por esta razón no se puede garantizar una distancia fija de cobertura, pero si se puede garantizar en qué porcentaje de los casos se cumple con una determinada área de cobertura, siendo éste el caso presente. Ver *Figura 2.12*.

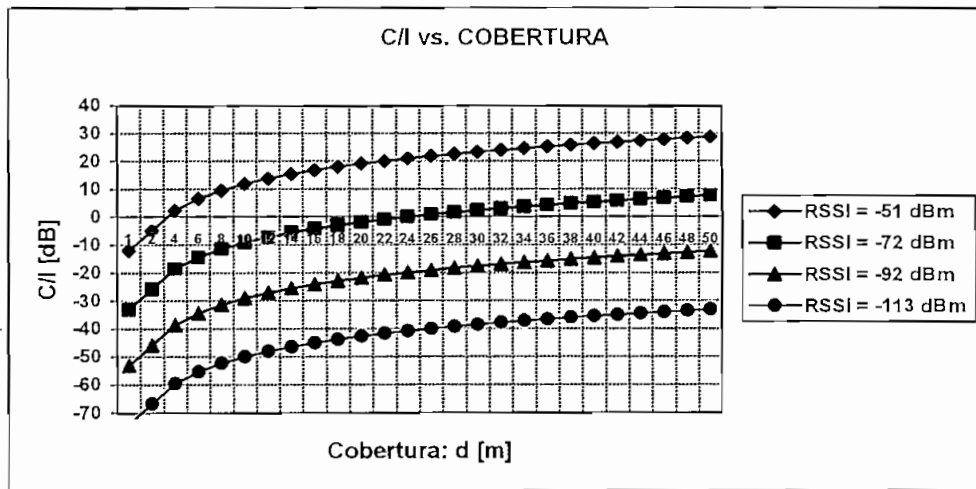


Figura 2.12.- Cobertura vs. C/I, para varios valores de RSSI con una P_{OUT} igual a 14,41 dBm

Finalmente se puede concluir que para cubrir un área de radio igual a 10 metros, se requiere por lo menos 14,41 dBm de potencia a la salida del equipo bloqueador, considerando inclusive el caso crítico donde se alcanza un $RSSI$ igual a -51 dBm; y, por ende es concluyente decir que con una potencia de la señal bloqueadora de 14,41 dBm, se cubre una distancia a la redonda de por lo menos 10 m. Hay a que acotar que este desarrollo tiene una base teórica respaldada por estudios empíricos como es el caso del estudio de las pérdidas debidas a propagación en ambientes cerrados, por ende tiende a diferenciar de la realidad, pero sin embargo es útil para conocer una referencia de los niveles de potencia con los que se debe trabajar.

Para el presente proyecto, con el respaldo del estudio anterior, se decide diseñar el sistema bloqueador de tal forma que la señal transmitida alcance por lo menos 14,41 dBm de potencia, medidos a la salida de la antena transmisora y el estudio pertinente para alcanzar dicha potencia se lo desarrolla en la sección 2.4.1.

2.4. DISEÑO DEL BLOQUEADOR TELEFÓNICO Y SU JUSTIFICACIÓN

En esta sección se desarrolla el diseño de cada uno de los módulos que comprende el bloqueador telefónico con su respectiva justificación teórica, además incluye los criterios de diseño que resultan en la práctica ser más eficientes, todo esto realizado en base a los valores teóricos de los distintos parámetros de diseño desarrollados anteriormente.

Se divide en módulos al bloqueador telefónico, ya que es la manera más didáctica de apreciar la idea global del funcionamiento del sistema. Ver *Figura 2.13*.

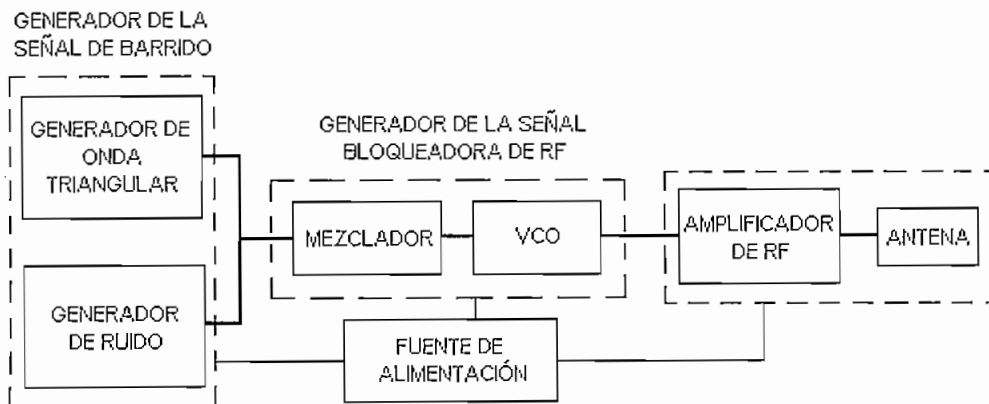


Figura 2.13.- Diagrama de bloques del sistema bloqueador telefónico

Los módulos en los que se divide el bloqueador telefónico son:

- Antena y amplificador de radiofrecuencia.

- Generador de señal bloqueadora en radiofrecuencia.
- Generador de señal de barrido.
- Fuente de alimentación.

Previo a desarrollar cada uno de estos módulos, es necesario recordar los parámetros sobre los cuales se debe trabajar y sus respectivos valores. Ver *Tabla 2.9*.

PARÁMETROS								
GENERALES		SEÑAL DE BARRIDO					SEÑAL DE RADIOFRECUENCIA	
C/I	BER	Frecuencia	Ancho	$V_{m\acute{a}x}$	$V_{m\acute{i}n}$	V_{ref}	Rango de Frec.	P_{OUT}
≤ 12 [dB]	$> 0,05$	$\geq 90,984$ [Hz]	≥ 100 [μ s]	+ 1,538 [V]	+ 1,098 [V]	+ 1,318 [V]	869,04-893,97 [MHz]	$\geq 14,41$ [dBm]

Tabla 2.9.- Valores de los parámetros de diseño

Los valores que se plantean como $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y V_{ref} de la señal de barrido, resultan de las pruebas prácticas y se los justifica en la sección 2.4.2.

2.4.1. ANTENA Y AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA

Se considera en conjunto el estudio de estos dos elementos del sistema, ya que ambos aportan con ganancia de potencia, para cumplir con el objetivo de potencia de salida (P_{OUT}), la cual según se pudo concluir debe ser por lo menos 14,41 dBm o lo que es lo mismo 27.61 mW.

Los puntos a considerar tanto para la antena de radiofrecuencia como para el amplificador de radiofrecuencia son:

- Banda de frecuencia.
- Ganancia mínima .
- Impedancia característica.
- $VSWR^1$ (*Voltaje Standing Wave Ratio*).

¹ VSWR: Tasa de onda estacionaria de voltaje; indica en qué relación el sistema se acopla entre las distintas etapas de amplificación.

Es necesario anotar que en el presente proyecto tiene mucho sentido el aspecto práctico de lo que es un diseño en radiofrecuencia, dirigido a interactuar con tecnologías de alto nivel. Por lo que, el diseño está dado en función de escoger los dispositivos electrónicos disponibles en el mercado mundial óptimos para el cumplimiento de los objetivos, sin olvidar las facilidades fundamentales que cada uno de estos circuitos deben tener para el correcto acoplamiento e interacción con los demás módulos.

La banda de frecuencia a la cual deben trabajar tanto la antena como el amplificador es la de 800 MHz, esto debido a que el rango de frecuencias a la que se trabaja está en ese orden y como es obvio cada uno de los módulos que se relacionen directamente con la señal de radiofrecuencia, deben trabajar en esta banda.

La ganancia mínima tanto de la antena como del amplificador se relaciona directamente con la potencia emitida por el generador de la señal en radiofrecuencia, esto debido a que cada uno de estos módulos se ubican en cascada y por lo tanto para cumplir con el objetivo de potencia de salida planteado en la *Tabla 2.9*, la sumatoria de las ganancias de cada uno de los componentes debe dar un valor de por lo menos 14,41 dBm. En función de esto se puede notar que en las hojas de datos del VCO MAX2622EUA (Ver *Anexo F*), que es el elemento que emite la señal en radiofrecuencia, sugiere como valor promedio de potencia de salida -3 dBm; si se toma este valor como referencia de la potencia de salida del generador de señal en radiofrecuencia, resulta que tanto la antena como el amplificador deben dar una ganancia conjunta de 17,41 dB, para alcanzar los 14,41 dBm de potencia requeridos. En el mercado existe antenas para teléfonos celulares con una ganancia promedio del orden de 2,5 dB, por lo tanto el amplificador de potencia debe tener una ganancia de por lo menos 14,91 dB.

Otro factor muy importante de fijar es la impedancia característica a la cual se debe trabajar para obtener el máximo acoplamiento entre módulos, de tal forma que las pérdidas de potencia por reflexión sean mínimas. El criterio que se

usa para determinar una impedancia característica que resulte más conveniente se resume a lo que el mercado ofrece, ya que todo sistema de comunicaciones que trabaja en radiofrecuencia, tiene su concepto de acoplamiento alrededor de una impedancia característica de 50Ω . De tal forma que el presente proyecto trabaja con elementos de radiofrecuencia con impedancia característica de 50Ω .

A su vez el parámetro VSWR, que presentan los sistemas de amplificación, tiene gran importancia, principalmente en los elementos pasivos como las antenas en las cuales el factor de acoplamiento entre ésta y el transmisor está directamente relacionado con las pérdidas de retorno, potencia reflejada y en general pérdidas en la transmisión. En consecuencia dado que la potencia de salida en el presente proyecto tiene gran importancia, se toma muy en cuenta este parámetro en la selección de los dispositivos de amplificación (antena y amplificador de radiofrecuencia).

En base a las consideraciones planteadas anteriormente se ha considerado plenamente satisfactorio trabajar con los siguiente elementos cuyas características se resumen en la *Tabla 2.10*. Ver *Anexos D y E*.

ELEMENTO	MARCA	MODELO	Z _o	GANANCIA MÁXIMA	FRECUENCIA	V.S.W.R.
ANTENA DE RADIOFRECUENCIA	Ericsson	Series 300, Rubber Ducky	50 [Ω]	2,5 [dB]	824 - 896 [MHz]	2,0:1
AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA	Motorola	MHL9236M	50 [Ω]	30,5 [dB]	800 - 960 [MHz]	1,2:1

Tabla 2.10.- Características principales de la antena y el amplificador de radiofrecuencia

Como se puede ver las características de la antena y del amplificador de radiofrecuencia en la *Tabla 2.10*, son apropiadas para alcanzar los objetivos planteados, note que el amplificador de radiofrecuencia tiene una capacidad de amplificación por encima de lo requerido, pero sin embargo este valor es regulable convenientemente. Hay que tomar en consideración que los valores de ganancia que se presentan son los emitidos de fábrica y no siempre son los mismos en la práctica, esto debido a que las condiciones de trabajo son distintas, sin embargo lo importante es justificar el comportamiento de los fenómenos y

alcanzar los objetivos planteados, pero esto es parte del capítulo 3 donde se analiza y justifica el comportamiento de cada uno de los módulos ya en la práctica, por ahora lo importante es emitir un diseño con gran sustento teórico, capaz de simular con el mínimo de error un comportamiento real.

2.4.2. GENERADOR DE SEÑAL BLOQUEADORA EN RADIOFRECUENCIA Y GENERADOR DE SEÑAL DE BARRIDO

El estudio de estos dos módulos se hace en conjunto, por cuanto la señal bloqueadora en radiofrecuencia, depende exclusivamente de la señal de barrido, aclarando que se denomina: Generador de señal bloqueadora en radiofrecuencia, a aquel módulo que emite la señal en radiofrecuencia, la cual se la obtiene a la salida del VCO, mientras que: Generador de señal de barrido, es la señal que ingresa por el sintonizador del VCO y de la cual dependen las características de la señal bloqueadora.

La obtención de la señal definitiva en radiofrecuencia, se concentra en el diseño de la señal de la *Figura 2.10*, para lo cual se requiere generar una señal triangular con una frecuencia mayor o igual a 90,984 Hz, tal como se había concluido y se la suma con una señal de ruido aleatorio, resultando así la señal que delimita el rango de frecuencias de trabajo y el tiempo en el cual la señal de salida se fija en cada canal de control (mayor o igual a 100 μ s), de tal forma que se obtiene a la salida del VCO la señal bloqueadora en radiofrecuencia.

El VCO que se utiliza en el presente proyecto es el chip MAX2622EUA, dado que cumple con todas las expectativas y satisface los requerimientos de frecuencia, linealidad y acoplamiento tal como se describe en la *Tabla 2.11*. (Ver *Anexo F*).

ELEMENTO	MARCA	MODELO	Z _o	P _{OUT}	FRECUENCIA	V.S.W.R.
VCO	MAXIM	MAX2622EUA	50 [Ω]	- 3 [dBm]	855 - 881 [MHz]	2:1

Tabla 2.11.- Características principales del VCO

En el Anexo F se despliega las gráficas en las que se aprecia como varía la frecuencia de la señal de salida del VCO en función del voltaje V_{TUNE} , en base a estas gráficas, se puede obtener para el VCO MAX2622EUA una expresión matemática que describa de manera muy apegada a la realidad su comportamiento, la cual permite hacer los cálculos para emitir las características del V_{TUNE} . Ver Figura 2.14.

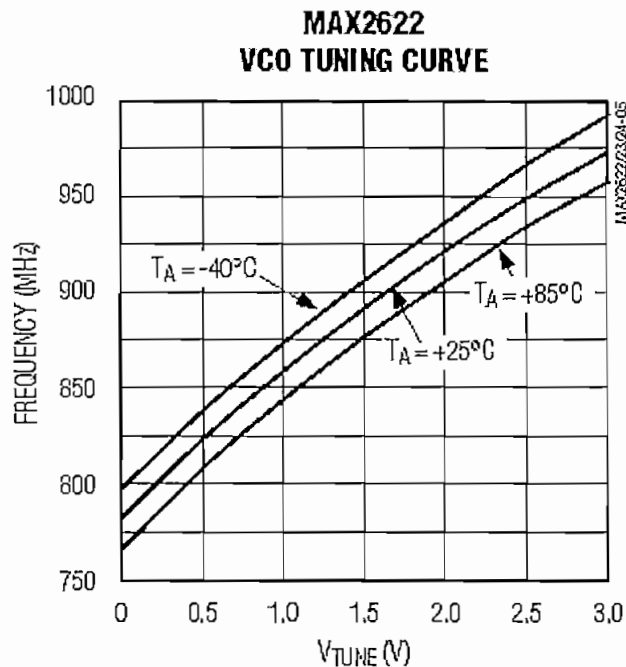


Figura 2.14.- Frecuencia en función de V_{TUNE} , para el VCO MAX2622EUA

Si se considera que las condiciones de funcionamiento son: V_{CC} igual a +3.0 V, V_{SHDN} igual a +2.0 V y T_A igual a +25 °C, la Figura 2.14 es útil para afirmar que, la variación de la frecuencia en función del V_{TUNE} del VCO es lineal para el rango de frecuencias que interesa (869,04 MHz a 893,97 MHz), por lo que se puede plantear la siguiente ecuación:

$$f = 56,66 \cdot V_{TUNE} + 806,83 \text{ [MHz]} \quad [2.28]$$

Donde: f = Frecuencia de la señal de salida del VCO [MHz].

V_{TUNE} = Nivel de voltaje que ingresa por el sintonizador [V].

Los valores indicados en la *Ecuación 2.28*, se los obtuvo de la evaluación práctica, los cuales son muy similares a los de fábrica, pudiendo concluir que la ecuación planteada es muy confiable. Ver *Tabla 2.12*.

F [MHz]	V _{TUNE} [V]
869,04	1,098
880	1,284
881,5	1,315
893,97	1,538

Tabla 2.12.- Tabla de valores tomados en la práctica para el estudio del VCO MAX2622EUA

Los datos plasmados en este capítulo son los definitivos después de una serie de pruebas que se realizan previo a decidir cuáles son los conceptos e ideas más útiles de acuerdo a los objetivos.

De la *Tabla 2.12*, se toma los valores complementarios de la señal de la *Figura 2.10*, como son los voltajes: $V_{m\acute{a}x}$, $V_{m\acute{i}n}$ y V_{ref} , de la siguiente forma:

$$V_{m\acute{a}x} = 1,538 \text{ V}$$

$$V_{m\acute{i}n} = 1,098 \text{ V}$$

$$V_{ref} = 1,315 \text{ V}$$

De tal forma que se puede concluir que el voltaje pico-pico de la señal de barrido es de por lo menos 0,44 V, esto resulta de la diferencia del $V_{m\acute{a}x}$ y el $V_{m\acute{i}n}$ que ésta debe tener.

La obtención de la señal de barrido que se propone, se la obtiene de sumar la señal triangular de frecuencia mayor o igual a 90,984 Hz, con una señal de ruido aleatorio, de tal forma que se obtiene una señal tal como se muestra en la *Figura 2.10*. De esta forma se justifica enteramente el estudio de la señal de barrido.

2.4.2.1. Generador de Señal Triangular ^[10]

La señal triangular que se requiere tiene las características siguientes:

- Frecuencia de oscilación $\geq 90,984$ Hz.
- Amplitud $\geq 0,44$ Vpp

Adicional a estas características principales, el generador de señal triangular presenta la facilidad de manipular la frecuencia y amplitud, esto con el objeto de facilitar el acoplamiento con los módulos circundantes.

El diseño del generador de señal triangular resulta de la integración de una señal cuadrada, por lo que es necesario primero generar esta señal, la cual se obtiene de un multivibrador a estable, el mismo que tiene su concepto de diseño centrado en una aplicación no lineal de un amplificador operacional (Amp-Op). Una vez obtenida la señal cuadrada se la integra de tal forma que se obtiene la señal triangular deseada, esto se hace con la ayuda de otro amplificador operacional, pero en este caso con una aplicación lineal del amplificador operacional.

El multivibrador a estable, se caracteriza por trabajar en condiciones de saturación del Amp-Op y por los dos estados inestables que conmutan periódicamente. Este circuito se conforma de un disparador de Schmitt inversor, que tiene una realimentación constituida por una red RC tal como se muestra en la *Figura 2.15*. El circuito resultante no presenta ningún estado estable y por ello se denomina multivibrador a estable.

El multivibrador a estable puede ser realizado a partir de un disparador de Schmitt con dos estados estables correspondientes a los niveles de voltaje de salida V_{OH} y V_{OL} . El cambio de un estado a otro se producirá cuando el voltaje de entrada V_i alcance el valor de V_{TL} ($V_{OL} \rightarrow V_{OH}$) o cuando alcance el valor de V_{TH} ($V_{OH} \rightarrow V_{OL}$); V_{TH} y V_{TL} dependen de V_{OL} y V_{OH} en un factor β , de la siguiente forma:

$$V_{TH} = \beta \cdot V_{OH} \quad [2.29]$$

$$V_{LH} = \beta \cdot V_{OL} \quad [2.30]$$

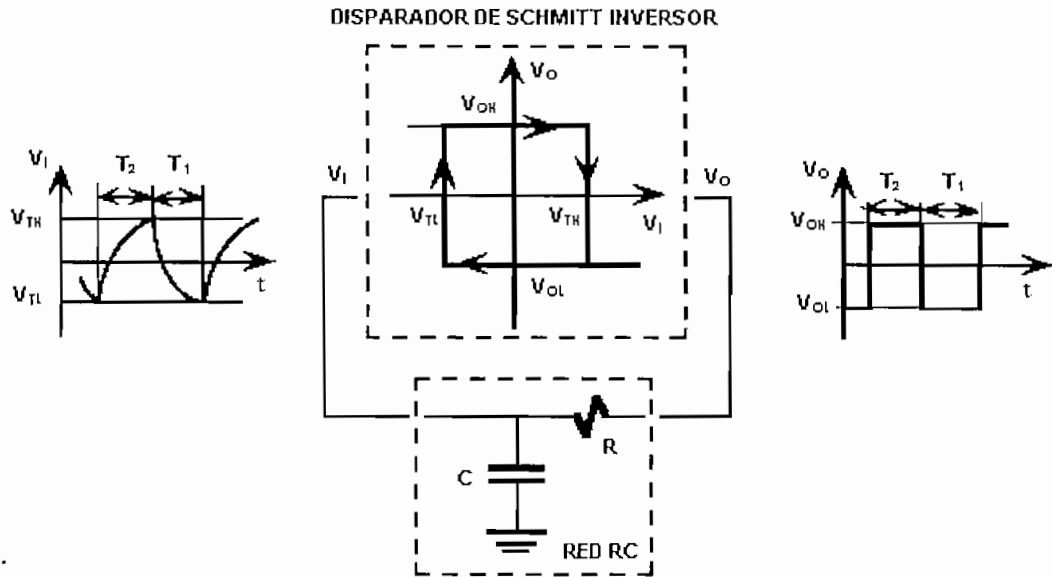


Figura 2.15.- Multivibrador Aestable

Para obtener las ecuaciones del multivibrador aestable, se supone que el disparador de Schmitt tiene un voltaje de salida inicial:

$$V_O = V_{OH}$$

Y el capacitor un voltaje de entrada:

$$V_i = V_{TL}$$

En este momento, el capacitor se carga a través de R hasta alcanzar un voltaje:

$$V_i = V_{TH}$$

Instante en el cual el disparador cambia de estado y pasa a:

$$V_O = V_{OL}$$

En este momento, el condensador que estaba cargado a V_{TH} se descarga siguiendo la siguiente ecuación:

$$V_i(t) = V_{OL} + (V_{TH} - V_{OL}) \cdot e^{(-t/RC)} = V_{OL} + (\beta \cdot V_{OH} - V_{OL}) \cdot e^{(-t/RC)} \quad [2.31]$$

El capacitor dejará de descargarse hasta que:

$$V_i = V_{TL}$$

Instante en el cual el disparador de Schmitt pasa a tener el nivel de salida V_{OH} . El tiempo T_1 de descarga del capacitor corresponde al tiempo que tarda en variar su voltaje de V_{TH} a V_{TL} . Este tiempo se obtiene al resolver la Ecuación 2.31 para:

$$V_i(t = T_1) = V_{TL}$$

Resultando que:

$$T_1 = R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{\beta \cdot V_{OH} - V_{OL}}{V_{OL} \cdot (\beta - 1)} \right) \quad [2.32]$$

Similar al caso anterior, el proceso de carga del capacitor viene dado por la siguiente ecuación:

$$V_i(t) = V_{OH} + (V_{TL} - V_{OH}) \cdot e^{(-t/RC)} = V_{OH} + (\beta \cdot V_{OL} - V_{OH}) \cdot e^{(-t/RC)} \quad [2.33]$$

El tiempo T_2 , se obtiene de resolver la Ecuación 2.33 para:

$$V_i(t=T_2) = V_{TH}$$

Resultando:

$$T_2 = R \cdot C \cdot \ln \left(\frac{\beta \cdot V_{OL} - V_{OH}}{V_{OH} \cdot (\beta - 1)} \right) \quad [2.34]$$

El período de la onda cuadrada viene dado por:

$$T = T_1 + T_2 = 2.R.C.\ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right) \quad [2.35]$$

El circuito de la *Figura 2.16* muestra el multivibrador a estable, este circuito obedece a las ecuaciones anteriormente demostradas con la aclaración de que los niveles de salida están fijados por el voltaje de alimentación y por las características propias del Amp-Op (Ver *Anexo G*), de donde se concluye que:

$$V_{OH} \cong V_{CC} - 4 V$$

$$V_{OL} \cong -(V_{CC} - 4 V)$$

Los valores de V_{OH} y V_{OL} que se exponen, son tomados de mediciones experimentales.

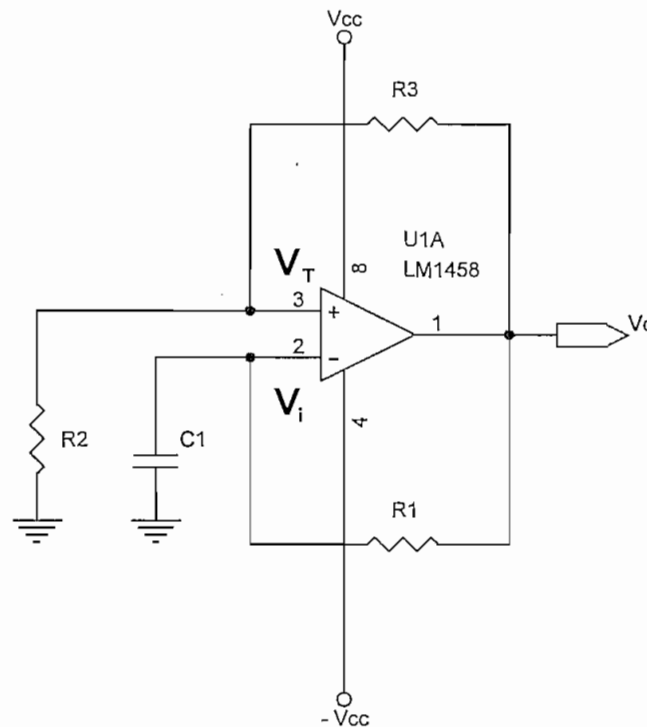


Figura 2.16.- Circuito multivibrador a estable

La equivalencia de β se obtiene a partir del circuito de la *Figura 2.16*, donde se observa que las resistencias R_2 y R_3 tienen relación directa con V_T y V_O ya que

este par de resistencias están formando un divisor de voltaje en el que el voltaje que cae en R_2 es igual a V_T y el voltaje que cae en R_3 es igual a la diferencia entre V_O y V_T , en función de esto se puede decir que:

$$V_T = [R_2 / (R_2 + R_3)] \cdot V_O$$

Y dado que:

$$V_T = \beta \cdot V_O$$

Entonces se concluye que:

$$\beta = R_2 / (R_2 + R_3) \quad [2.36]$$

En el circuito de la *Figura 2.16*, el valor de V_T es el voltaje de referencia que tiene el disparador de Schmitt, el cual como se indicó anteriormente, puede tomar valores de: V_{TH} ó V_{TL} , según corresponda.

Para la obtención del generador de onda triangular, el siguiente paso es integrar la señal cuadrada, para lo cual se utiliza un circuito integrador. El circuito integrador que se utiliza es el de la *Figura 2.17*.

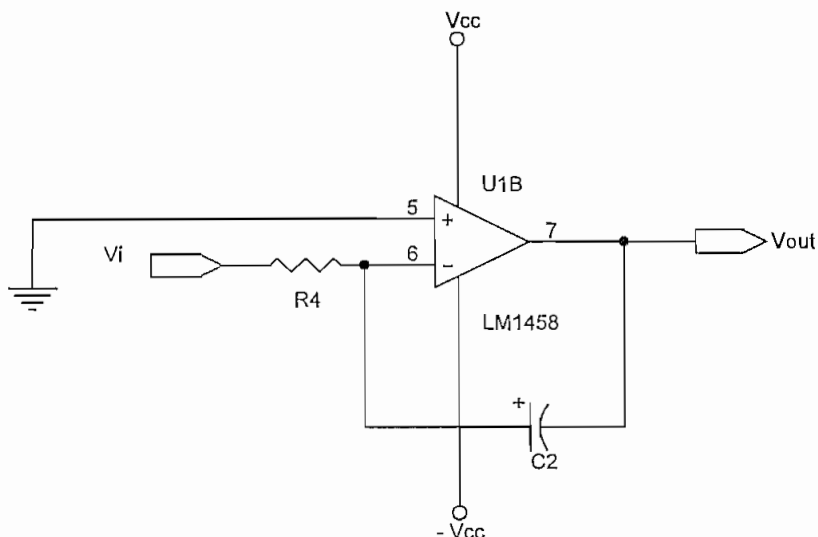


Figura 2.17.- Circuito integrador

Este circuito, como se puede ver utiliza como circuito base un Amp-Op con realimentación negativa, razón por la cual los criterios de diseño para aplicaciones lineales con Amp-Op son válidos. La ecuación principal del circuito de la *Figura 2.17* resulta del estudio de la variación del voltaje en un capacitor en función del tiempo, considerando que la corriente que circula por éste es la misma que circula por la resistencia de la entrada negativa del Amp-Op, siendo ésta la siguiente:

$$V_O(t) = -\frac{1}{R_4 \cdot C_2} \int_0^t V_i(t) dt \quad [2.37]$$

Hay que tomar en cuenta que:

$$V_O(t) = -V_C(t) \quad [2.38]$$

Finalmente el generador de onda triangular se obtiene de acoplar el multivibrador a estable con el circuito integrador, como se muestra en la *Figura 2.18*, además los valores de cada uno de los elementos que se muestra en ésta se justifica con la correcta aplicación de las *Ecuaciones 2.35* y *2.37*, cumpliendo con los objetivos de diseño que se muestran en la *Tabla 2.9*.

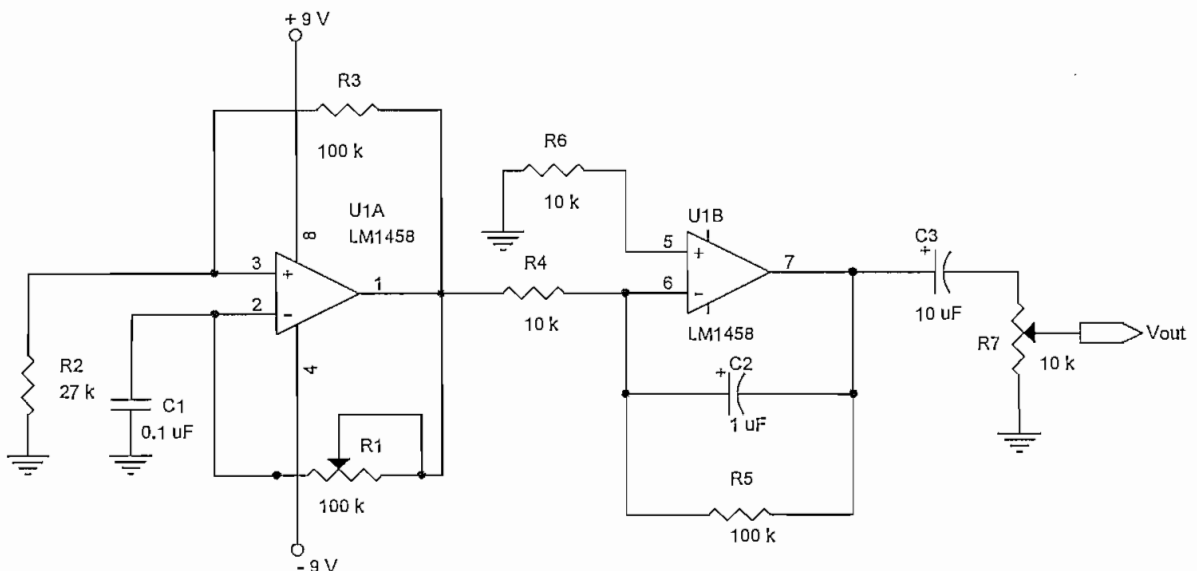


Figura 2.18.- Circuito generador de onda triangular

Así por ejemplo para obtener una frecuencia de la señal triangular con frecuencia igual a 150 Hz, que cumple perfectamente con el objetivo de diseño, se trabaja sobre el multivibrador a estable y la *Ecuación 2.35*, donde se ve que existen varios elementos que influyen en el período de la señal, pero se puede asumir que el capacitor C_1 , y las resistencias R_2 y R_3 (Ver *Figura 2.18*), mantienen valores fijos dado que en el elemento con mayor influencia sobre la frecuencia de la señal es la resistencia R_1 , de tal forma que se limita a asignar valores a C_1 , R_2 y R_3 , para consecuentemente deducir en base a la *Ecuación 2.35* el valor de R_1 .

Si para obtener una frecuencia de la señal cuadrada igual a 150 Hz, que viene a ser la misma frecuencia de la señal triangular, se tiene que: C_1 igual a 0,1 μF , R_2 igual a 27 $\text{k}\Omega$ y R_3 igual a 100 $\text{k}\Omega$; entonces R_1 , resulta que debe ser:

$$R_1 = \frac{1}{f \cdot 2 \cdot C_1 \cdot \ln \left(\frac{1 + \frac{R_2}{R_2 + R_3}}{1 - \frac{R_2}{R_2 + R_3}} \right)} = 77,2 \text{ k}\Omega$$

Dada la influencia de R_1 en el circuito, es conveniente utilizar un potenciómetro de precisión para esta resistencia, de magnitud igual a 100 $\text{k}\Omega$.

Adicionalmente, el valor de los elementos del integrador se obtiene de la *Ecuación 2.37*, de donde se deduce que la relación: $\frac{1}{R_4 \cdot C_2}$ (Ver *Figura 2.18*) determina el factor de ganancia del integrador y dado que se requiere una señal triangular de amplitud igual a 0,22 V, se puede considerar correcto tener a la salida del integrador un voltaje pico de 1 V, el mismo que se lo puede regular convenientemente con el potenciómetro R_7 como se muestra en el circuito generador de onda triangular, de esto se concluye que:

$$R_4 \cdot C_2 = \left| -\frac{1}{V_o} \cdot \int_0^{T/2} Vid(t) \right| = \frac{1}{1} \cdot (V_{CC} - 4) \cdot t_0^{0,0033}$$

$$R_4 \cdot C_2 = 0,0167$$

Cabe anotar que para el diseño del integrador se considera una frecuencia de 150 Hz que es la frecuencia de trabajo con la que se diseñó el multivibrador a estable y de igual manera para obtener una correcta polarización del Amp-Op, se considera un valor de ± 9 V, partiendo del hecho de que el máximo voltaje de alimentación que tolera el amplificador es de ± 18 V y que un valor de alimentación de ± 9 V es fácil obtener.

Ahora, si C_2 igual a $1 \mu\text{F}$; entonces:

$$R_4 = 0,0167 / 1 \mu\text{F} = 16,7 \text{ k}\Omega$$

Dado que éste no es un valor comercial y que conforme disminuye el valor de R_4 , el voltaje de salida V_O aumenta, entonces se considera que:

$$R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

Como se puede ver adicionalmente se utiliza una resistencia paralela al capacitor integrador R_5 , la cual se utiliza para disminuir la presencia del voltaje *offset*, para lo cual se recomienda que ésta sea mayor por lo menos en diez veces a R_4 . Además se utiliza también una resistencia a la entrada positiva del Amp-Op R_6 , con el objeto de balancear la carga en los terminales de entrada del mismo, para lo cual se requiere que sea igual a R_4 . Y finalmente como se puede ver se utiliza un capacitor electrolítico de $10 \mu\text{F}$, para filtrar cualquier señal DC a la salida del generador de onda triangular.

Finalmente, otro punto importante es el Amp-Op utilizado, éste es el LM1458 que integra dos LM741, el mismo que presenta las siguientes características:

ELEMENTO	MARCA	MODELO	ALIMENTACIÓN MÁX	Z _{in}	ANCHO DE BANDA
AMP-OP	National Semiconductor	LM1458	±22 [V]	2 [MΩ]	1,5 [MHz]

Tabla 2.13.- Características principales del Amp-Op

2.4.2.2. Generador de Ruido Aleatorio ^[26]

El estudio del generador de ruido se hace sobre la base de una serie de experimentos realizados por estudiosos del tema.

El diseño que se utiliza es el que se muestra en la *Figura 2.19* y su explicación se la desarrolla empezando por el generador de ruido propiamente, para luego describir la etapa de amplificación del mismo.

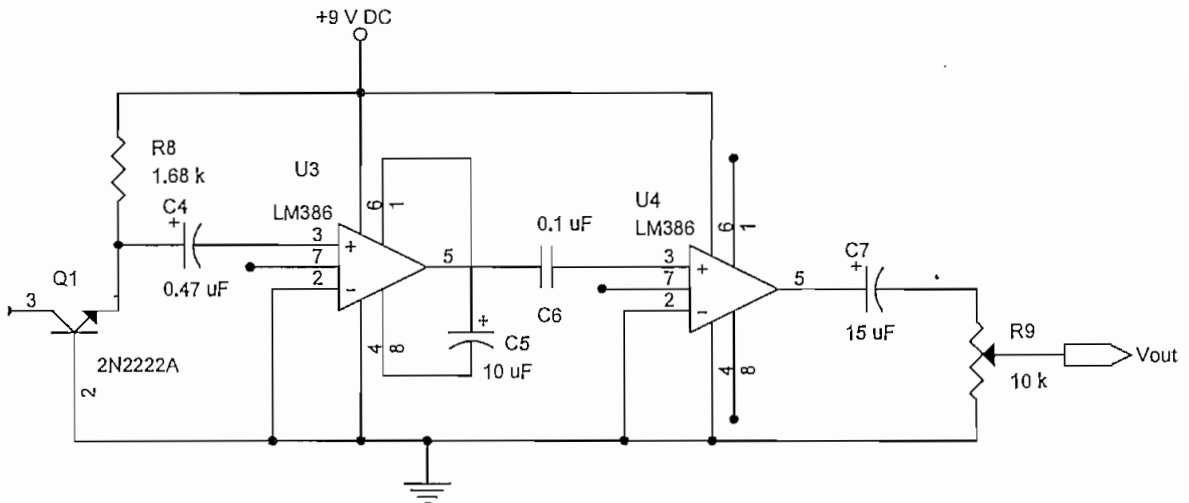


Figura 2.19.- Circuito generador de ruido

La generación de ruido básicamente se da en la parte izquierda del circuito anterior, en la red formada por el transistor Q_1 y la resistencia R_8 . Como se observa, la unión base-emisor del transistor está polarizada inversamente, y su colector no está conectado. Entonces el transistor se puede ver como un diodo polarizado inversamente. Como la alimentación es de 9 V y tomando en cuenta que el voltaje de ruptura emisor-base del transistor a utilizar es de 6 V (2N2222A, Ver Anexo H); si no se utilizara la resistencia R_8 , el transistor se quemaría. Para

entender esto es necesario recordar la característica inversa del funcionamiento del diodo, ésta se presenta en la *Figura 2.20*.

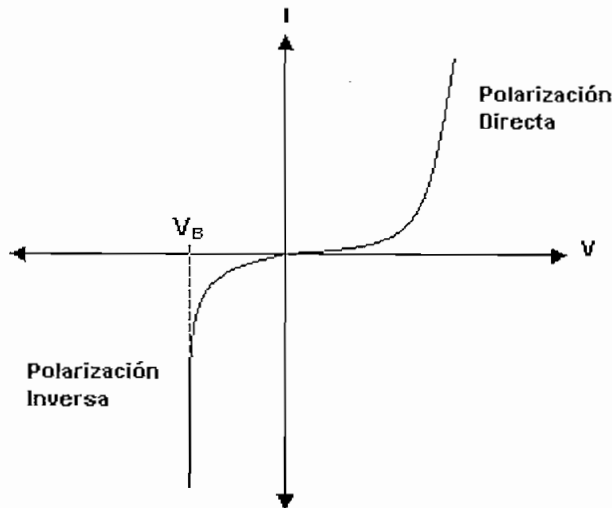


Figura 2.20.- Característica I vs. V de una unión P-N

Nótese de la *Figura 2.20*, que si se aplica un voltaje inverso a una juntura P-N, pero se limita la corriente que pasa por ella, se mantendrá un voltaje aproximado de V_B . De esta forma el dispositivo no se quemará, ya que se quema por potencia y no por voltaje; entonces si se mantiene la corriente en un ámbito lo suficientemente pequeño, la disipación de potencia es también pequeña y el transistor no se daña. En estas condiciones de operación la unión P-N, se puede modelar como una fuente de voltaje con un valor de V_B , ya que el voltaje es aproximadamente constante, con relación al aumento de la corriente. Además recordando que en una curva I vs. V , el inverso de la pendiente corresponde al valor de la resistencia, se tiene que en esta región la resistencia de la unión es prácticamente nula.

Entendiendo como funciona la unión P-N, se puede ahora analizar el mecanismo de generación del ruido. Básicamente el ruido que se generará es de dos tipos: Ruido térmico¹ y ruido de disparo². El ruido térmico, dependerá

¹ Ruido térmico: Ruido debido al movimiento aleatorio de las cargas cuando el cuerpo conductor se encuentra a una temperatura por encima del cero absoluto.

² Ruido de disparo: Ruido debido a la fluctuación de corriente que produce el movimiento aleatorio de las cargas en los elementos semiconductores.

básicamente de la temperatura ambiente (T), la resistencia (R_B) y de el ancho de banda (B) del dispositivo Q_1 , además el ruido generado se presenta en forma de un voltaje de ruido. Por otro lado el ruido de disparo depende de la corriente promedio (I) que circula por Q_1 , y el ancho de banda (B). El ancho de banda del transistor Q_1 limita el ancho de banda del ruido que se genera, por lo tanto lo que se obtendrá no es lo que se conoce como ruido blanco, ya que éste teóricamente tiene un ancho de banda infinito y lo que se tiene aquí es prácticamente un ruido coloreado o rosado.

El ruido térmico generado depende de la resistencia R_B , así como también depende de ésta el ruido de disparo que se produzca, dado que el flujo de corriente que circula a través de Q_1 depende de R_B .

Un aspecto importante a tomar en cuenta, es que las fórmulas con que se cuentan para calcular el ruido, dan el valor r.m.s., ya que es prácticamente imposible conocer la forma de onda del ruido blanco debido a su naturaleza aleatoria, y por tal razón no se puede saber tampoco su valor pico. Para efectos de diseño, se supone que como límite, el valor pico está dado por la $\sqrt{2}$ de su valor eficaz, ésta es simplemente una aproximación arbitraria, debido a que no se cuenta con una manera cuantitativa para calcularlo.

Continuando con el análisis del circuito de la *Figura 2.19*, el circuito utilizado como amplificador, es el amplificador de audio LM386N-3 (Ver *Anexo I*), de *National Semiconductor*. Es importante resaltar que el funcionamiento de este circuito es totalmente diferente al de un Amp-Op. Tiene una ganancia ajustable, por medio de un capacitor y una resistencia de entre 26 dB y 46 dB, tiene un ancho de banda de 300 kHz, una impedancia de entrada de 50 k Ω y una baja disipación de potencia. Además funciona con una fuente de alimentación monopolar. Las entradas están referidas a tierra y la salida se polariza automáticamente a la mitad de la fuente de alimentación.

Es necesario, para el diseño analizar primero el funcionamiento del amplificador, para poder saber los valores extremos del ruido que se puede tener a la entrada.

El amplificador que se utiliza, es el que se muestra en la parte derecha del circuito de la *Figura 2.19* y como se puede ver consta de dos etapas de amplificación, dado que no es suficiente con una sola, esto debido a que no se quiere forzar al circuito generador de ruido a producir un ruido muy grande y por lo tanto que no disipe mucha potencia para que consecuentemente el transistor 2N2222A esté bastante lejos de operar en condiciones que puedan dañarlo, de tal forma que el trabajo se concentra en amplificar el ruido por voltaje y más no por corriente. Además experimentalmente se comprueba que con dos etapas de amplificación la calidad del ruido generado es mejor, ya que la amplificación es más uniforme a lo largo del ancho de banda del amplificador.

La primera etapa de amplificación se utiliza con una ganancia de voltaje de 200 veces o lo que es lo mismo 46 dB, mientras que la segunda etapa se hace con una ganancia de voltaje de 20 veces o 26 dB, obteniendo así una ganancia de voltaje máxima total de 4000 veces o 72 dB. Es necesario aclarar que tanto los circuitos como la ganancia de voltaje planteada para la amplificación por voltaje del ruido son los propuestos por el fabricante del amplificador de audio LM386N-3 (Ver *Anexo I*).

La ganancia de la primera etapa se ajusta a 46 dB mediante el capacitor C_5 (Ver *Figura 2.19*), el capacitor C_4 a la entrada quita el valor DC a la señal de ruido al igual que los capacitores C_6 y C_7 . Además hay que recordar que la salida se polariza automáticamente a la mitad de la fuente de alimentación y que el amplificador tiene una impedancia de entrada de 50 k Ω y por lo tanto ésta es la carga que ve la primera etapa de amplificación. La ganancia de la segunda etapa se ajusta a 26 dB debido a que carece del capacitor entre los pines 1 y 8.

En la *Figura 2.21*, se presenta la máxima excursión de voltaje pico-pico que se puede obtener del dispositivo, de acuerdo a la fuente con la que se alimente.

Se observa como con una fuente de 9 V, como máximo se puede obtener un voltaje pico-pico de aproximadamente 8 V. Esto implica que el máximo voltaje pico que se puede obtener es de unos 4 V. Aplicando la conversión de la ganancia (1/20) para la segunda etapa de amplificación, el máximo voltaje que se permite, es de 0,2 V, mientras que para la entrada de la primera etapa de amplificación (1/200), el voltaje máximo, es de 1 mV. Finalmente éste es el valor máximo que se utiliza para diseñar el generador de ruido.

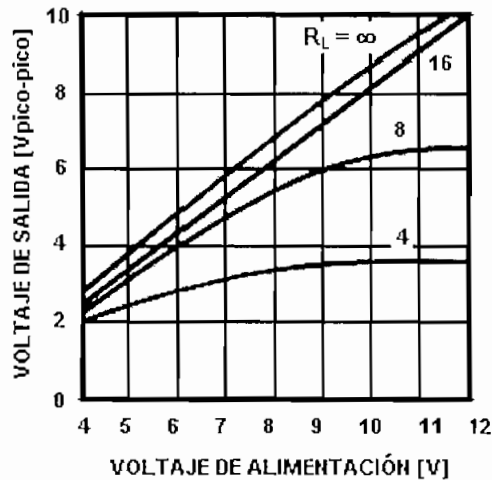


Figura 2.21.- Voltaje pico-pico de excursión vs. voltaje de alimentación para el circuito integrado LM386N-3

Es importante ver que la especificación de ancho de banda, está limitada por el amplificador ya que el ancho de banda del transistor es de 300 MHz, mientras que el del amplificador de audio es de 30 kHz cuando éste utiliza el capacitor de 10 μ F entre los pines 1 y 8, y de 300 kHz cuando no lo utiliza. Por lo tanto el generador de ruido que se presenta en la Figura 2.19, tiene un ancho de banda de 30 kHz. (Ver Tablas 2.14 y 2.15).

ELEMENTO	MARCA	MODELO	V_{EBO}	POTENCIA DE DISIPACIÓN	ANCHO DE BANDA
Transistor NPN	Philips	2N2222A	6 [V]	máx. 500 [mW]	300 [MHz]

Tabla 2.14.- Características principales del Transistor NPN

Una vez especificado las condiciones máximas del generador de ruido, a continuación se desarrolla la justificación teórica del comportamiento del ruido de disparo y del ruido térmico.

ELEMENTO	MARCA	MODELO	Z _{in}	GANANCIA	ANCHO DE BANDA
Amplificador de Audio	National Semiconductor	LM386N-3	50 [kΩ]	26 [dB] - 46 [dB]	30 [kHz] - 300 [kHz]

Tabla 2.15.- Características principales del Amplificador de Audio

La fórmula para la corriente de ruido que se produce por el ruido de disparo está dada por ^[12]:

$$I_N(rms) = \sqrt{2 \cdot q \cdot B \cdot I} \quad [2.39]$$

Donde: q = Carga del electrón [A/Hz].

B = Ancho de banda [Hz].

I = Corriente promedio que fluye por el dispositivo [A].

Dado que el máximo valor de voltaje pico que se puede pedir a la salida del generador (entrada del amplificador) es de 1 mV, se tiene que con la aproximación descrita anteriormente, el máximo valor r.m.s. de ruido es de 0,707 mV. Hay que tomar en cuenta que además de este tipo de ruido, se genera ruido térmico, sin embargo como se verá más adelante, éste es mucho más pequeño que el de disparo. Para tener un margen de seguridad por la generación de ruido térmico, se diseña el ruido de disparo con un límite superior de 0,7 mV.

De la *Figura 2.19*, el valor de R_B se calcula de manera que limite la corriente de tal forma que no queme al transistor, es decir que el consumo de potencia del mismo esté muy por debajo del máximo permitido (500 mW). Como el voltaje de ruido que se produce depende de la corriente de ruido y de la resistencia que limita la corriente y esta corriente a su vez depende también de la resistencia, el cálculo del valor de R_B debe hacerse en cierta forma por prueba y error. Luego de darse varios valores para R_B , se encuentra que si se da un valor

de 1680Ω , el valor de la corriente que atraviesa la unión base-emisor con polarización inversa es:

$$I = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_g} \quad [2.40]$$

$$I = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_g} = \frac{9 - 6}{1680} = 1,79 \text{mA}$$

Este valor de corriente es el máximo que se puede obtener para evitar complicaciones con el transistor 2N2222A, por lo tanto el valor de la resistencia R_g , está dada por una resistencia de $2 \text{ k}\Omega$ en serie con un potenciómetro de $10 \text{ k}\Omega$, que facilita el manejo de la corriente que atraviesa por el transistor y consecuentemente a la corriente de ruido.

La corriente de ruido (r.m.s.) que se obtiene en las condiciones mencionadas anteriormente es:

$$I_N(\text{rms}) = \sqrt{2 \cdot q \cdot B \cdot I} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \times 10^{-19} \cdot 300 \times 10^6 \cdot 1,79 \times 10^{-3}} = 414,04 \text{nA}$$

Luego, el valor del voltaje de ruido de disparo es:

$$V_N(\text{rms}) = I_N(\text{rms}) \cdot R_g = 414,04 \times 10^{-9} \cdot 1,68 \times 10^3 = 0.696 \text{mV}$$

El valor obtenido es menor al máximo que se quiere de $0,7 \text{ mV}$. Hay que notar que la máxima corriente de ruido produce el menor voltaje de ruido y viceversa, esto se debe a la dependencia de ambos de la resistencia (cuando la corriente es máxima la resistencia es mínima y viceversa).

El ruido térmico que se generará en el circuito está dado por:

$$V_N(\text{rms}) = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot R_g} \quad [2.41]$$

Donde: $k =$ Constante de Boltzman ($1,3807 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$).
 $T =$ Temperatura absoluta de operación del dispositivo [$^\circ\text{K}$].
 $B =$ Ancho de banda [Hz].
 $R_B =$ Resistencia [Ω]

Del circuito generador de ruido (Q_1 y R_B), se nota que donde más ruido térmico se va a producir es en la resistencia R_B , mientras que la unión P-N estudiada anteriormente, donde se concluye que en las condiciones de polarización inversa, la resistencia de la misma es casi nula (pendiente tiende a infinito), se puede decir que prácticamente no se produce ruido térmico.

Por otro lado, este tipo de ruido es independiente de la corriente y voltaje aplicados, depende exclusivamente de la resistencia. Tomando esto en cuenta, y suponiendo una temperatura de operación cercana a la ambiente (ya que por la poca corriente, la potencia disipada es muy pequeña), de 27°C (300°K), se tiene que el valor de ruido térmico está dado por:

$$V_N(\text{rms}) = \sqrt{4.1,3807 \times 10^{-23} \cdot 300 \cdot 300 \times 10^6 \cdot 1680} = 91,4 \mu\text{V}$$

Tomando en cuenta que los voltajes de ruido no se suman normalmente, sino que se toma su media cuadrática, se tiene que el valor total de voltaje de ruido que se tiene es de: $0,702 \text{ mV}$, que está por debajo del máximo permitido, definido anteriormente como: $0,707 \text{ mV}$.

Finalmente se puede decir que con el circuito de la *Figura 2.19*, se obtiene una señal de ruido coloreado con un voltaje pico-pico máximo de 8 V . El mismo que se lo regula convenientemente con la resistencia R_B y el potenciómetro R_9 .

2.4.2.3. Mezclador de Audio ^[6]

El mezclador de audio tiene la función de sumar la señal triangular y el ruido aleatorio, esto con la finalidad de obtener la señal de barrido mostrada en la *Figura 2.10*.

El diseño del mezclador de audio toma como consideración principal el no actuar como un filtro de la señal que atraviesa por éste, ya que lo que interesa es sumar las dos señales y aprovechar el cien por ciento de las facultades de cada una de éstas. En función de esto, la señal de ruido es la más susceptible a ser influenciada, ya que su característica principal es difundirse en un ancho de banda en lo posible infinito, pero dada las limitaciones descritas en la sección anterior, lo que se desea ahora es no recortar más aún su ancho de banda. Por esta razón parte del circuito mezclador es el transistor JFET de canal N: MPF102; Ver *Anexo J*, que funciona como amplificador en la banda VHF, y que por lo tanto no influye en la señal de ruido que de por sí tiene un ancho de banda de 30 kHz.

El circuito a utilizar es el de la *Figura 2.22*, en donde se puede notar la presencia de los dos generadores, tanto el de onda triangular como el de ruido, cada uno de éstos con una resistencia en serie y a su vez estos conjuntos, en paralelo. Esta configuración es importante resaltar ya que conforma el mezclador de audio propiamente dicho, ya que toda la configuración descrita anteriormente se la puede representar por un solo generador equivalente de señal con una resistencia equivalente en serie.

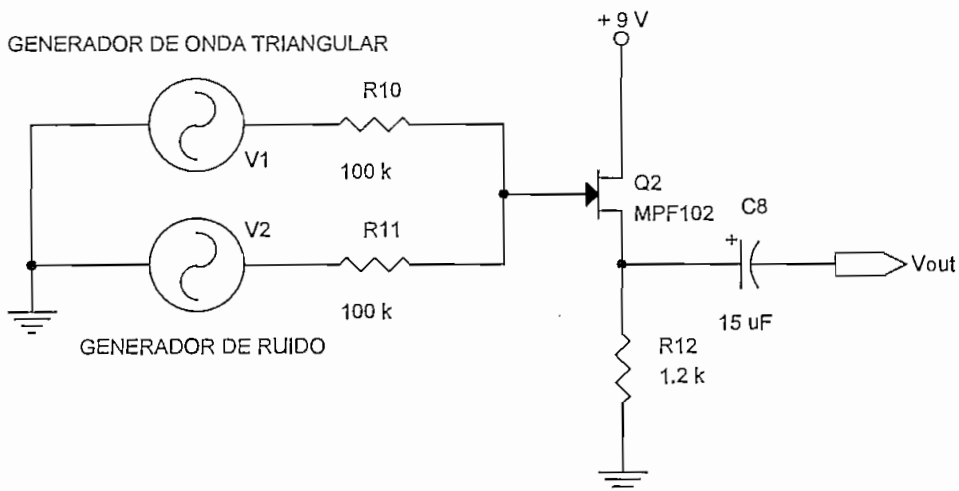


Figura 2.22.- Circuito mezclador de audio

Para un mayor entendimiento referirse a la *Figura 2.23*, donde se desglosa la equivalencia de dos generadores de voltaje en paralelo.

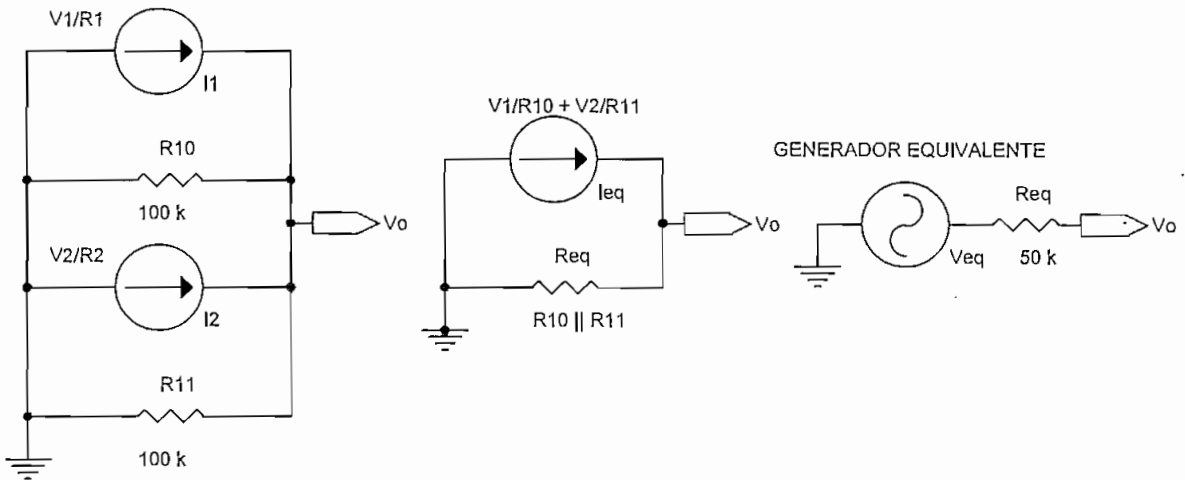


Figura 2.23.- Circuitos equivalentes de dos fuentes de voltaje en paralelo

El principio que se utiliza para justificar este comportamiento es la ley de ohm:

$$V = I \cdot R \quad [2.42]$$

En función de este principio se puede justificar que:

$$I_1 = V_1 / R_{10}$$

$$I_2 = V_2 / R_{11}$$

Además, se conoce que fuentes de corriente en paralelo se suman y que dos resistencias en paralelo equivalen a:

$$R_{10} \parallel R_{11} = R_{eq} = \frac{R_{10} \times R_{11}}{R_{10} + R_{11}} \quad [2.43]$$

De tal forma que:

$$I_{eq} = I_1 + I_2$$

$$V_{eq} = I_{eq} \cdot R_{eq}$$

Si: $R_{10} = R_{11} = 100 \text{ k}\Omega$; entonces:

$$R_{eq} = 50 \text{ k}\Omega$$

Y finalmente se obtiene que:

$$V_{eq} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad [2.44]$$

De tal forma que la parte izquierda del circuito de la *Figura 2.22*, resulta ser un sumador o lo que es lo mismo un mezclador, que a la vez dada las magnitudes de las resistencias R_{10} y R_{11} , reduce la sumatoria de las dos señales a la mitad, sin que éste sea un inconveniente, ya que tanto el generador de onda triangular y el generador de ruido poseen circuitos reguladores del voltaje a la salida de cada uno y además manejan voltajes por arriba del doble de lo requerido, tal como se describe en las secciones anteriores. Sin embargo para poder hacer uso de esta señal de salida V_O , se requiere que este circuito vea alta impedancia en la carga que se le coloque. Por esta razón es importante aumentar un circuito seguidor tal que permita aprovechar convenientemente al circuito sumador en cuestión.

El circuito seguidor se caracteriza por tener alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, además de que su ganancia tiende a ser la unidad. Es importante recordar que la consideración principal en el diseño del mezclador de audio es influenciar lo menos posible a las señales que atraviesan por el mismo, esto exclusivamente hablando del ancho de banda que debe manejar el mezclador, el cual debe estar por arriba del ancho de banda de las señales a influenciar.

El circuito seguidor que se usa es el que se muestra en la parte derecha de la *Figura 2.22*, éste utiliza un transistor JFET en configuración: Drenaje - Común. Se utiliza este tipo de transistor y configuración, debido a que su impedancia de entrada es muy alta, la impedancia de salida es baja y la ganancia que presenta es aproximadamente la unidad.

Las ecuaciones que gobiernan al circuito seguidor se dividen en las que determinan su polarización o lo que es lo mismo su comportamiento bajo

condiciones de DC y la ecuación que determina su ganancia o comportamiento bajo condiciones de AC. Las primeras son ^[10]:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS < off >}} \right)^2 \quad [2.45]$$

$$g_m = g_{mo} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS < off >}} \right) \quad [2.46]$$

$$g_{mo} = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{|V_{GS < off >}|} \quad [2.47]$$

$$y_{os} = \frac{1}{r_d} \quad [2.48]$$

$$Z_i = R_G \parallel Z_{IN-T} \quad [2.49]$$

$$Z_o = r_d \parallel R_S \parallel 1/g_m \quad [2.50]$$

$$V_{GS} = V_G - V_S \quad [2.51]$$

Donde: I_D = Corriente de drenaje [A].

I_{DSS} = Corriente de corte, drenaje – fuente; es un dato de que viene de fábrica [A].

V_{GS} = Voltaje compuerta – fuente [V].

$V_{GS < off >}$ = Voltaje de corte, compuerta – fuente; es un dato que viene de fábrica [V].

g_m = Conductancia de transferencia directa, también se la define como: g_{fs} o y_{fs} ; es un dato de fábrica [mhos].

y_{os} = Conductancia de salida; es un dato de fábrica [mhos].

r_d = Resistencia dinámica de salida [Ω].

Z_i = Impedancia de entrada [Ω].

Z_{IN-T} = Impedancia de entrada del transistor [Ω].

R_G = Resistencia de compuerta [Ω].

Z_o = Impedancia de salida [Ω].

R_S = Resistencia de fuente [Ω].

V_G = Voltaje de compuerta [V].

V_S = Voltaje de fuente [V].

Mientras que la segunda es ^[10]:

$$A_v = \frac{g_m \times (r_d \parallel R_S)}{1 + g_m \times (r_d \parallel R_S)} \quad [2.52]$$

Donde: A_v = Ganancia de voltaje

Además de estas ecuaciones es necesario hacer mención algunos criterios de diseño, para este tipo de circuitos amplificadores que usan transistores JFET en configuración drenaje – común, como son:

$$V_S > V_i \quad [2.53]$$

$$V_{GS<off>} > V_i \quad [2.54]$$

$$V_S \geq \frac{R_S}{r_d \parallel R_S} \times V_O \quad [2.55]$$

$$V_{DD} = 2 \times V_S \quad [2.56]$$

$$C_S > \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot Z_o} \quad [2.57]$$

Donde: V_i = Voltaje pico de entrada [V].

V_O = Voltaje pico de salida [V].

V_{DD} = Voltaje de polarización [V].

$C_S = C_1$ = Capacitor de fuente [F]

f_{min} = Frecuencia mínima de trabajo [Hz]

Básicamente las ecuaciones anteriores tienen la finalidad de evitar recortes de la señal de salida, ya sean recortes por arriba (*Ecuaciones 2.55 y 2.56*) o recortes por abajo (*Ecuaciones 2.53 y 2.54*).

Una vez emitido los conceptos útiles para el diseño del circuito seguidor, lo importante es determinar las características que se requiere del mismo y además partir de condiciones ya establecidas, como son el voltaje de polarización requerido y las características propias del transistor JFET MPF102. Ver *Tabla 2.16*.

ELEMENTO	MARCA	MODELO	$V_{GS<off>}$	I_{DSS} máx	g_{mo} máx	Y_{os} máx	FRECUENCIA DE TRABAJO
Amplificador VHF	Motorola	MPF102	- 8 [V]	20 [mA]	5000 [μ mhos]	200 [μ mhos]	VHF

Tabla 2.16.- Características principales del Amplificador VHF

El diseño se inicia considerando el voltaje de polarización, el mismo que se lo fija a 9 V, debido a que ésta es la magnitud de voltaje con la que se viene trabajando en los circuitos anteriores, de tal forma que se evita problemas futuros en el diseño de la fuente de voltaje con múltiples niveles de salida. De este criterio y en base a la *Ecuación 2.56*, se determina que:

$$V_S \cong 4,5 \text{ V};$$

Por lo tanto se cumple la condición de que V_S mayor que V_i . Recordar que el voltaje pico de entrada a este circuito está en el orden de 0,22 V. Además de la *Tabla 2.16*, se puede concluir que la *Ecuación 2.54* también se cumple.

Es necesario aclarar que el tipo de polarización que se utiliza es la denominada auto-polarización, donde la característica principal es que V_G sea igual cero voltios; de tal forma que:

$$V_{GS} = V_G - V_S = -V_S$$

$$V_{GS} = -V_S = -(I_D \cdot R_S) = - 4,5 \text{ V}$$

El valor de I_D , se obtiene de la *Ecuación 2.45*, obteniendo que:

$$I_D = 3,83 \text{ mA}$$

Y por lo tanto el valor de R_S es:

$$R_S = V_S / I_D = 1175,5 \Omega$$

Escogiendo el valor estándar, R_S toma el valor de 1,2 k Ω .

Continuando con el estudio, ahora interesa conocer la Z_i y la Z_o :

$$Z_i = R_G \parallel Z_{IN-T}$$

Dado que la impedancia de entrada del transistor JFET es muy alta, no se ve necesario colocar la resistencia R_G , ya que cualquier valor que se asigne a ésta, la impedancia de entrada del circuito tiende a disminuir.

$$Z_o = r_d \parallel R_S \parallel 1/g_m = \frac{1}{200 \mu\text{mhos}} \parallel 1200 \Omega \parallel \frac{1}{5000 \mu\text{mhos} \left(1 - \frac{-4,5V}{-8V} \right)} =$$

$$5000 \Omega \parallel 1200 \Omega \parallel 457,14 \Omega = 231,77 \Omega$$

$$Z_o = 310,48 \Omega$$

Que es justamente lo que se esperaba, es decir una resistencia pequeña a la salida del circuito y una resistencia alta a la entrada. Ahora el cálculo de la ganancia de voltaje se hace en base a la *Ecuación 2.52*, obteniendo:

$$A_v = \frac{g_m \times (r_d \parallel R_S)}{1 + g_m \times (r_d \parallel R_S)} = \frac{2187,5 \mu\text{mhos} \times (5k\Omega \parallel 1,2k\Omega)}{1 + 2187,5 \mu\text{mhos} \times (5k\Omega \parallel 1,2k\Omega)} = 0,68$$

$$A_v = 0,68$$

Este valor no interfiere con los objetivos del circuito mezclador y del circuito generador de señal de barrido dadas sus características de holgura con las que fueron diseñados.

Adicionalmente es importante determinar el valor del capacitor de fuente (C_S), el cual influye en las frecuencias de corte en bajas, mientras que con respecto a las frecuencias de corte en altas, no existe mayor inconveniente ya que como se viene diciendo el transistor JFET MPF102, tiene un ancho de banda por encima de los 30 kHz que corresponden al ancho de banda de la señal de barrido.

$$C_S > \frac{1}{2\pi \cdot f_{min} \cdot Z_o}$$

$$C_S > \frac{1}{2\pi \cdot 100Hz \cdot 310,48\Omega}$$

$$C_S > 5,13 \mu F$$

Y ya que C_S es igual a C_B , a ésta se le da el valor de 15 μF con lo que se estaría cumpliendo con la condición de frecuencia de corte en bajas. Hay que notar que se da un valor arbitrario de frecuencia mínima de 100 Hz, pero es únicamente para tener un referente, consecuentemente la señal de barrido, tendrá un ancho de banda por encima de 100 Hz hasta un máximo de 30 kHz, como se demostró anteriormente.

Una vez demostrada la utilidad y funcionamiento de cada uno de los módulos que conforman el bloqueador de teléfonos celulares, a continuación se muestra el circuito completo de conformidad a todo lo expuesto anteriormente, quedando únicamente pendiente el diseño de la fuente de poder, el mismo que se desarrolla en la sección 2.4.3, y es con lo cual se finaliza el diseño del sistema bloqueador de teléfonos celulares.

Como se puede ver en la *Figura 2.24*, se aprecia en su totalidad el circuito generador de la señal bloqueadora para teléfonos celulares, y en particular se puede ver la circuitería externa del VCO MAX2622EUA, la cual es expresamente recomendación del fabricante la misma que se aprecia en el *Anexo K*, y de la cual se puede comentar que los circuitos RC tanto a la entrada del sintonizador *tune*,

como a la entrada lógica de *shutdown*, representan circuitos pasa bajos con una frecuencia de corte dada por la *Ecuación 2.58*.

$$f = \frac{1}{2\pi.R.C} \quad [2.58]$$

Estos circuitos RC tienen la finalidad de filtrar señales de radiofrecuencia que pueden degradar el funcionamiento del VCO. Y dado que el circuito generador de la señal de barrido maneja frecuencias por debajo de 30 kHz, ésta no se ve afectada a su ingreso en el VCO, dado que el circuito RC tiene una frecuencia de corte por arriba de los 775,855 kHz.

Adicionalmente se aprecia la utilización de cable coaxial y conectores SMA, para radiofrecuencia. Esto con la finalidad de conseguir el máximo acoplamiento, principalmente entre los módulos que manejan la señal de radiofrecuencia. Con lo que respecta a los criterios de construcción, éstos se los detalla en el capítulo 3 del presente proyecto.

2.4.3. FUENTE DE ALIMENTACIÓN ^[22, 24]

En el diseño de la fuente de voltaje se toma en consideración los niveles de voltaje requeridos para la polarización de cada uno de los circuitos y también con igual grado de importancia la corriente que demanda cada circuito, estos datos en conjunto definen la fuente de voltaje. Es por eso que en la *Tabla 2.17*, se resume los niveles de voltaje DC al igual que los valores de corriente DC, requeridos.

MÓDULO	VOLTAJE DC	CORRIENTE DC
GENERADOR DE ONDA TRIANGULAR	+ 9 V; - 9 V	5,6 mA
GENERADOR DE RUIDO	+ 9 V	16 mA
MEZCLADOR DE AUDIO	+ 9 V	20 mA
VCO	+ 5 V	11,5 mA
AMPLIFICADOR RADIOFRECUENCIA	+ 28 V	620 mA

Tabla 2.17.- Niveles de voltaje y corriente que debe satisfacer la fuente de alimentación

En la *Tabla 2.17*, se resume el consumo de corriente máximo que puede tener cada uno de los circuitos, estos valores son tomados de las hojas de datos emitidas por el fabricante, considerando las situaciones de máxima saturación del circuito, de tal forma que se pueda satisfacer la demanda de corriente hasta en los casos extremos.

De la *Tabla 2.17*, se puede concluir que la fuente de alimentación debe emitir por lo menos 673,1 mA; razón por la cual se decide que la fuente del presente proyecto debe suministrar un máximo de 1 A, esto con el objeto de mantener un margen amplio de incertidumbre. Además la fuente debe disponer de cuatro salidas diferentes de voltaje que son: +9 V, -9 V, +5 V y +28 V.

El circuito a utilizar como fuente de alimentación es el que se muestra en la *Figura 2.25*, en este circuito los puntos importantes a analizar son: El transformador, el capacitor electrolítico y el regulador de voltaje, los cuales se los analiza considerando el voltaje DC de salida de 28 V, ya que es el valor más alto a obtener y además de éste se parte para obtener las tensiones de +9 V, -9 V y +5 V.

El transformador para una alimentación máxima de 28 V, se ha considerado como óptimo el de tipo separador, esto quiere decir que dispone por seguridad, de dos devanados separados galvánicamente (eléctricamente). Por consiguiente, al voltaje máximo de salida se debe añadir 3 a 4 voltios por las caídas de voltaje producidas al rectificar y regular en voltaje, dando un valor total de 32 V que se debe tener a la salida del transformador. En el presente caso se opta por un transformador con 12 Vrms por, los cuales al colocarlos en serie aumenta su capacidad a 24 Vrms, lo cual en términos de voltaje máximo (V_m), considerando una señal sinusoidal, da un valor de:

$$V_m = V_{rms} \times \sqrt{2} \quad [2.59]$$

$$V_m = 33,94V$$

Este valor comparado con los 32 voltios, que se menciona anteriormente se puede decir, que cumple con los requerimientos. Adicionalmente el transformador tolera hasta 1 A, de corriente como se planteó desde un inicio.

El capacitor electrolítico cumple la función de filtro, siendo éste de gran importancia ya que de él depende la corriente que es capaz de entregar la fuente de voltaje. Previo al capacitor se encuentra el rectificador de onda completa conformado por un puente de diodos, que en el mercado se lo encuentra en forma de integrado, éste tiene la función de recortar a la mitad el período de la señal que ingresa al filtro y consecuentemente disminuir el voltaje de rizado (V_r), lo cual es muy importante en el momento de la regulación de voltaje.

Las ecuaciones que rigen el comportamiento del filtro capacitivo sobre el rectificador de onda completa se muestran a continuación:

$$V_{DC,L} = \frac{Vm}{1 + \frac{1}{4.R_L.C.f}} \quad [2.60]$$

$$V_r = \frac{V_{DC,L}}{2.R_L.C.f} \quad [2.61]$$

Donde: $V_{DC,L}$ = Voltaje DC en la carga [V].

V_m = Voltaje máximo [V].

R_L = Resistencia de carga [Ω].

C = Capacitor electrolítico [F].

f = Frecuencia de la red de alimentación AC. [Hz].

V_r = Voltaje de rizado [V].

Si, como consideración de diseño se plantea que el voltaje de rizado sea menor al 5 % del voltaje DC de salida, en este caso de 28 V, se tiene que el V_r será menor o igual a 1,4 V. Además, si se desea una corriente DC de salida de por lo menos 1 A, esto significa que se puede considerar como resistencia de carga, R_L igual a 28 Ω . Consecuentemente se tendrá:

$$C = \frac{V_{DC,L}}{2 \cdot R_L \cdot V_r \cdot f} = \frac{28V}{2 \cdot 28\Omega \cdot 1,4V \cdot 60Hz} = 5952,38 \mu F$$

$$C = 5952,38 \mu F$$

Finalmente el valor del filtro capacitivo conformado por el capacitor C , es de $6800 \mu F$, esto a fin de dar un rango de variación en los criterios de diseño y además por razones de disponibilidad en el mercado.

El regulador fijo de voltaje para $28 V$ y corriente de $1 A$ no existe en el mercado, ya que sólo se disponen de valores estandarizados que satisfacen la mayoría de la demanda, pero sin embargo existen reguladores denominados ajustables como por ejemplo el LM317, en el cual a diferencia de los reguladores fijos, su terminal común en lugar de estar conectado a masa, es del tipo flotante y por lo tanto permite ajustar en voltaje, además maneja un rango de regulación de entre $3 V$ y $40 V$; que indica que voltaje regulado de salida, puede estar en un mínimo de $3 V$ y en un máximo de $40 V$, rango que a su vez depende de la carga que maneja en ese momento el regulador, la misma que puede estar en un máximo de $1,5 A$. Ver Anexo L.

En el circuito de la *Figura 2.25*, se aprecia la circuitería que acompaña al regulador ajustable LM317, la misma que se justifica como sigue: El potenciómetro R_2 , permite ajustar el voltaje de salida que se desee en cada momento; el diodo D_1 , se utiliza por seguridad del regulador ya que protege al regulador de corrientes inversas; mientras que los diodos D_2 y D_3 , evitan que una conexión fortuita cause problemas a la fuente por polaridad invertida, los capacitores C_2 y C_3 , se emplean con el fin de eliminar tensiones alternas residuales. Esta fuente de voltaje regulada ajustable no dispone de sistema cortocircuitable externo, por lo que se prevé tener cuidado de no producir ningún cortocircuito. Adicionalmente para evitar dañar el regulador, por exceso de calor, se recomienda enfriarlo mediante un disipador de aluminio adecuado que se encuentra en los comercios especializados del ramo.

Una vez obtenido la fuente de voltaje DC de 28 V, ahora importa obtener a partir de ésta las salidas de +5 V, +9 V y -9 V. La obtención de la salida de +5 V DC, se logra por medio del regulador fijo 7812 y 7805 en cascada, esto es: Primero se obtiene del voltaje de 28 V un voltaje de 12 V para luego alcanzar los +5 V deseados, esto debido a que las especificaciones de fábrica indican que el regulador 7805 puede tener como máximo voltaje de entrada 25 V, mientras que el regulador 7812 puede tener hasta 30 V. La circuitería que acompaña a los reguladores fijos de la familia 78XX en general son dos capacitores: Uno de 0,33 μF , el cual se conecta a la entrada del regulador y termina en tierra y se utiliza para eliminar ruido introducido por la fuente, requerido principalmente si el regulador está alejado más de 3 pulgadas del filtro de la fuente de alimentación. El otro capacitor es de 0,01 μF , el cual va a la salida del regulador y tiene el objetivo de limitar el ruido de radiofrecuencia.

Los +9 V DC, igualmente se consigue a partir del regulador de 12 V DC, ya que en este caso no existe en el mercado un regulador fijo de 9 V. Esto se hace utilizando un diodo zener de 9,1 V, a la salida del regulador 7812. El voltaje de -9 V DC, se obtiene a partir de la salida de +9 V, con la utilización del inversor de voltaje ICL7660ACPA, el cual tiene la facultad de invertir como su nombre lo indica al voltaje de entrada, la circuitería externa que se utiliza es la recomendada por el fabricante, se caracteriza por su bajo consumo de corriente para su funcionamiento y por la capacidad de manejar corrientes de hasta decenas de mA en la carga. Ver Anexo M.

Si se recuerda el presupuesto de corrientes por módulo descrito anteriormente y sumando las corrientes máximas de consumo por cada módulo que requiere un voltaje de +9 V y/o -9 V, se puede ver que la corriente que se debe suministrar es de 41,6 mA, de esto se concluye que con la resistencia R_4 de 100 Ω como se ve en el circuito, se puede cumplir con la demanda de corriente y a la vez polarizar el diodo zener, lo resulta del siguiente cálculo:

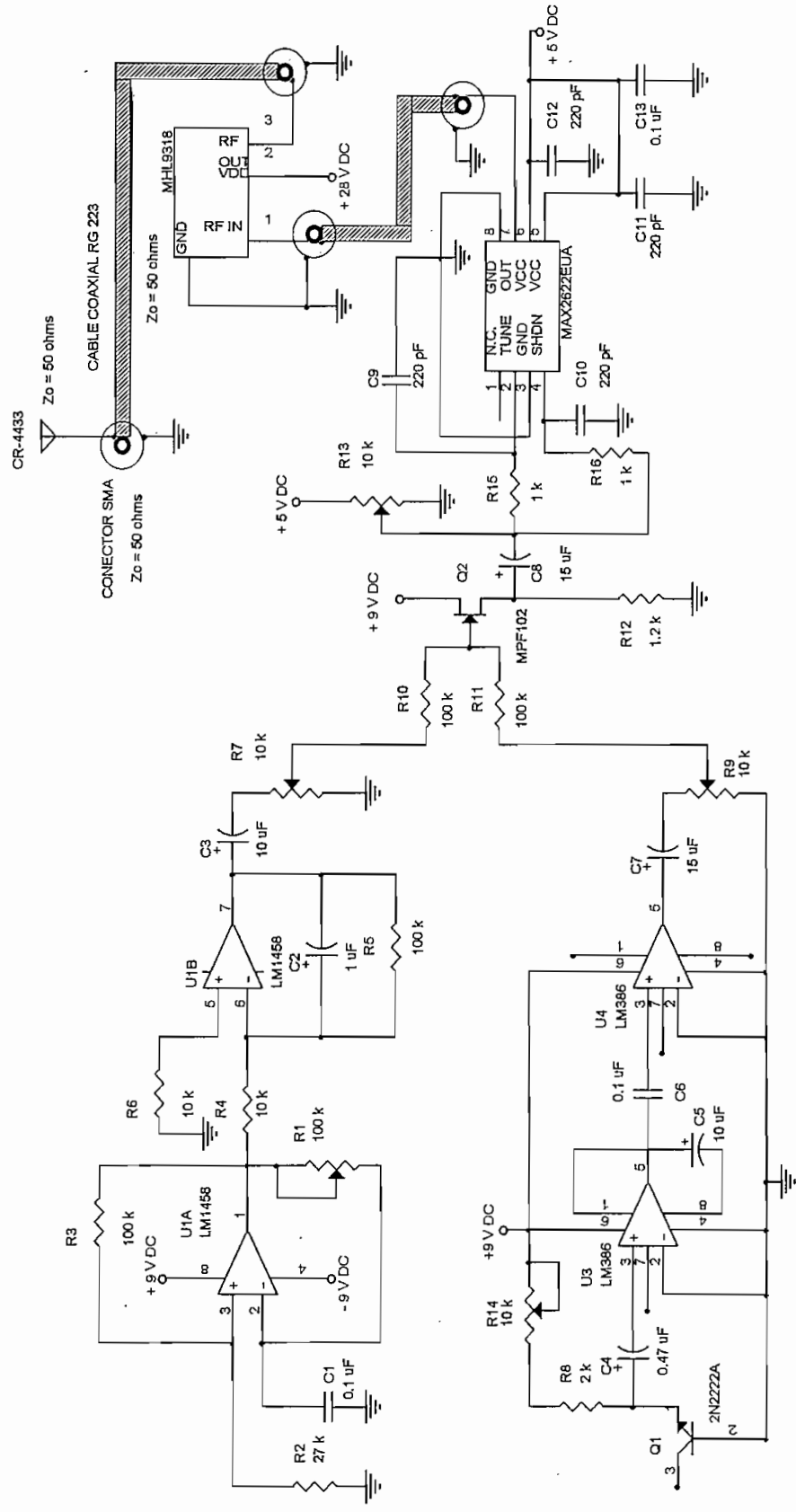
$$I = V / R = 9 \text{ V} / 100 \Omega = 90 \text{ mA}$$

$$I = 90 \text{ mA}$$

De lo cual se puede concluir que a través de R_4 , puede circular un máximo de 90 mA, lo cual es suficiente para satisfacer con la demanda de corriente de los módulos que requieren voltaje de +9 V y/o -9 V, además la potencia que consume la resistencia esta dada por:

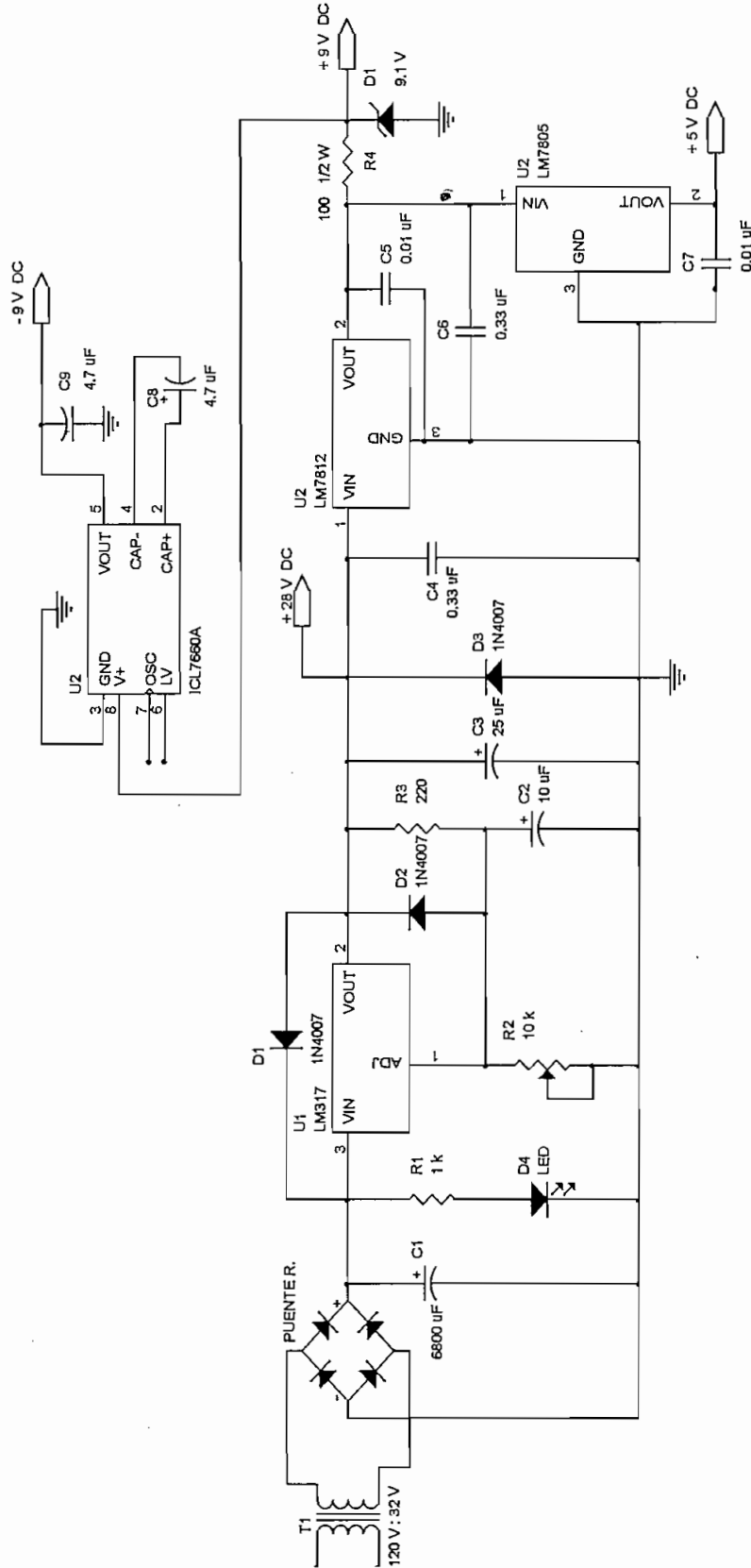
$$P = V \cdot I = 9 \text{ V} \cdot 41,6 \text{ mA} = 0,37 \text{ W}$$

Por lo que es importante resaltar que debe ser un resistencia de por lo menos medio watio.



Title		CIRCUITO GENERADOR DE LA SEÑAL BLOQUEADORA
Size	Document Number	FIGURA 2.24
Rev		
Date:	Thursday, February 12, 2004	Sheet 1 of 1

Figura 2.24.- Circuito generador de la señal bloqueadora



Title		FUENTE DE ALIMENTACIÓN	
Size	Document Number	Rev	
A	FIGURA 2.25		
Date:	Saturday, January 31, 2004	Sheet	1 of 1

Figura 2.25.- Fuente de alimentación

CAPÍTULO 3:
CONSTRUCCIÓN Y PRUEBAS DEL SISTEMA
BLOQUEADOR DE TELÉFONOS CELULARES

3.1. INTRODUCCIÓN

Una vez establecido el diseño y su respectiva justificación el siguiente paso es poner en práctica y comprobar su correcto funcionamiento.

Un punto muy importante a considerar en la construcción de circuitos de radiofrecuencia, es lo relacionado con la longitud de los conductores que conforman el circuito. En función de esto, se toma en consideración evitar que existan conductores con una dimensión igual a un cuarto de la longitud de onda con la que se trabaja. En el presente caso dado que la banda es la de 880 MHz, se recomienda evitar que el circuito incluya conductores o pistas de una longitud de 8,52 cm. Esto resulta de la *Ecuación 2.1*.

Otro punto importante en la construcción, es la distribución de los elementos y su agrupación, la misma que se la hace con el criterio de independizar la circuitería que maneja baja frecuencia con la que maneja radiofrecuencia, así como también se considera apropiado individualizar el circuito de alimentación. Esta independencia entre los distintos módulos se la justifica dado la naturaleza misma de cada uno de los circuitos.

Finalmente como es obvio, debe existir el proceso de prueba y comprobación del módulo final, tanto a nivel particular, como viene a ser el estudio comparativo de la teoría con la práctica, así como también a nivel global, que involucra el correcto funcionamiento en sí del sistema.

3.2. CONSIDERACIONES DE CONSTRUCCIÓN EN RADIOFRECUENCIA

Cuando se trata de señales de radiofrecuencia, los problemas que se presentan muchas veces tienen relación directa con la parte constructiva del equipo, ya que existen comportamientos bastante particulares en la interrelación

de las diversas etapas que conforman el mismo. Por lo tanto el afán de este punto es cubrir todos los problemas que involucra trabajar en radiofrecuencia.

Iniciando por las consideraciones básicas, se puede mencionar las siguientes:

- Corriente máxima: Se la limita en función de las características físicas del conductor, es decir por la resistencia que presenta a la circulación de la corriente y la máxima disipación de potencia.
- Interferencia: Los campos magnéticos de los inductores pueden afectar al comportamiento del resto de los componentes del circuito, especialmente a otros inductores. La proximidad de dos inductores puede dar origen a una inductancia mutua que causaría efectos no deseados, razón por la cual se tiende a elegir capacitores sobre inductores para realizar tareas similares.
- Prueba: Factores como el desgaste, el sobrecalentamiento y la corriente excesiva pueden ocasionar cortocircuitos entre las espiras de los inductores e inclusive circuitos abiertos. Esta última condición se verifica fácilmente con un óhmetro, pero la condición de cortocircuito entre espiras es más difícil de determinar dada su inherente baja resistencia entre terminales.

Adicionalmente a estas consideraciones básicas, cabe mencionar aquellas que son exclusivas para la construcción de circuitos de radiofrecuencia, con éstas se puede llegar a despreciar el efecto de la propagación de ondas electromagnéticas sobre la operación propia del circuito. Estas consideraciones son:

- La longitud del circuito de radiofrecuencia (L), debe ser más pequeña que la longitud de onda con la que se trabaja (λ).
- El acoplamiento de los circuitos que trabajan con señales de radiofrecuencia, se hace considerando la impedancia característica de cada uno de los mismos y a su vez del medio de transmisión, de tal forma que no existan, pérdidas debido a reflexiones, ni tampoco retrasos por tiempo de propagación.

Todas estas consideraciones de construcción de circuitos electrónicos sugiere poner atención en cada uno de los componentes de los mismos, es así que se considera importante poner atención en las imperfecciones de los componentes pasivos ya que son una de las fuentes de interferencia. La ausencia en ellos de ganancia de potencia induce a pensar que tienen muy poco que ver con el problema EMI (*ElectroMagnetic Interference*). De hecho, es cierto que ellos de por sí no producen propiamente interferencias; sin embargo, un examen detenido de las especificaciones de los fabricantes muestra claramente que todos estos componentes se comportan no sólo de una forma que dista de la ideal, sino a veces incluso de forma opuesta a la deseada, y ésta es la causa de los problemas.

La discrepancia entre comportamiento real y comportamiento ideal se pone de manifiesto en particular a altas frecuencias, lo que significa que es grave no sólo en los circuitos digitales rápidos y de radiofrecuencia, sino también precisamente cuando se trata de suprimir transitorios, que son un problema habitual en EMC (*ElectroMagnetic Compatibility*).

A continuación se describe algunos comportamientos de los componentes pasivos más comunes, desde el punto de vista de su influencia en problemas EMI. Así como también se hace mención de los parámetros que en algunos componentes repercuten en su comportamiento desde el punto de vista de la degradación de las señales (atenuación, ruido). Se indica también consideraciones básicas sobre los cables y los circuitos impresos.

- Las resistencias con mejor comportamiento, dentro de un precio razonable, son las de película metálica. En la elección del tipo de condensador, el parámetro clave es la frecuencia de trabajo. En los inductores la diferencia está en el tipo de núcleo. Los inductores con núcleo de aire o con núcleo magnético abierto son más proclives a las interferencias que los de núcleo magnético cerrado.
- Los transformadores son los componentes pasivos más problemáticos desde el punto de vista de las interferencias. Ello se debe a que son el origen de

gradientes de temperatura, al flujo magnético de dispersión que producen, y al acoplamiento capacitivo parásito entre primario y secundario. Este último se reduce a base de apantallamiento de conductores entre devanados, mientras que los otros problemas se reducen mediante núcleos toroidales y limitadores de corriente en el momento de la conexión, y también con devanados separados recubiertos con una hoja metálica conductora.

- En los conductores, los parámetros clave son la resistencia y la inductancia. Ambas son menores en las formas rectangulares que en las circulares, y en cualquier caso son menores también cuanto mayores sean las secciones. La inductancia total del circuito es menor cuando las corrientes de retorno van por planos paralelos próximos al conductor de ida.
- En la interconexión de subsistemas electrónicos, la solución más efectiva en cuanto a la relación prestaciones vs. precio, es en general un par de hilos trenzados. Su principal limitación es el ancho de banda, que no excede de unos 100 kHz. Para frecuencias mayores hay que acudir al uso de cables planos, en particular si hay muchas líneas paralelas, o bien a cables coaxiales, con aire como dieléctrico si se va a trabajar a frecuencias superiores a los 100 MHz.
- En los circuitos impresos, los parámetros básicos son la rigidez mecánica y el aislamiento eléctrico. Este último viene determinado no sólo por el sustrato sino también por los recubrimientos protectores. La situación relativa de los componentes, su proximidad y orientación, las dimensiones y trazado de las líneas de interconexión, son un punto clave en la prevención de los problemas EMI/EMC.

Dado que el presente proyecto basa su construcción en circuitos impresos, a continuación se describe su comportamiento más detalladamente.

Los circuitos impresos, junto con los zócalos, son el soporte físico habitual de los componentes electrónicos, incluidos los conductores. En consecuencia, determinan las relaciones de proximidad y orientación entre componentes y son por lo tanto, un elemento clave en todos los problemas EMI/EMC, como se dijo anteriormente.

Por su función, los circuitos impresos ideales debieran ser desde el punto de vista mecánico perfectamente rígidos, y desde el punto de vista eléctrico totalmente aislantes, incluso en atmósferas húmedas. La elevada rigidez es necesaria para que las conexiones de los componentes no tengan que soportar esfuerzos mecánicos durante posibles vibraciones. La realidad es ciertamente distinta. En la *Tabla 3.1*, se resumen algunas características de varios materiales comunes empleados como sustrato en los circuitos impresos, de los que el más frecuente, es la fibra de vidrio. El sustrato es de tipo laminado y se reviste de cobre (pistas) por una o dos caras, con un espesor de cobre de 30 μm a 40 μm . El metalizado posterior tiene a lo sumo un décimo de este espesor, por lo que poco afecta, salvo a frecuencias donde el efecto pelicular sea importante. Una falta de aislamiento puede hacer que una resistencia que se supone elevada quede parcialmente cortocircuitada. Una rigidez dieléctrica baja puede llevar a fallos en el caso de tensiones altas debidas, por ejemplo, a transitorios.

CARACTERÍSTICA	EPÓXICA	POLIIMIDA	FENOL P-VINILO
Constante dieléctrica relativa, a 1 [MHz]	4,8	4,5	5
Factor de disipación, a 1 [MHz]	0,02	0,01	0,02
Resistividad volumétrica ($\times 10^{14}$) [$\Omega\cdot\text{cm}$]	50	100	30
Resistividad superficial ($\times 10^{12}$) [$\Omega/\text{cuadrado}$]	50	100	40
Absorción de agua 24 h [%]	0,06	0,17	0,08

Tabla 3.1.- Algunas propiedades de diferentes sustratos empleados para la fabricación de circuitos impresos. El más habitual es la fibra de vidrio con resina epóxica

Una vez realizado el circuito impreso, tras limpiarlo con agua desionizada se recubre con una resina protectora, que afecta en mayor o menor grado a las propiedades eléctricas del circuito. El parámetro más importante nuevamente es el aislamiento, el cual se relaciona con la resistencia, la constante dieléctrica y la rigidez dieléctrica. Además los parámetros térmicos como: Coeficiente de dilatación, conductividad térmica, temperatura máxima, absorción de humedad y la resistencia química, son factores a tener también muy en cuenta.

En conclusión, los componentes pasivos no presentan, en particular a altas frecuencias (mayor a 1 MHz), un valor igual a su nominal, debido sobre todo a las capacidades e inductancias parásitas. Este hecho se presenta más en las resistencias bobinadas, en los condensadores en general, los cuales en algunos casos se comportan como inductancias a partir de frecuencias medias, y en las bobinas. En la utilización de estos elementos para trabajar en radiofrecuencia, hay que tener bien en cuenta su comportamiento real y su distribución dentro del circuito impreso.

3.3. DISTRIBUCIÓN DE LOS ELEMENTOS

Sobre la base del comportamiento de los dispositivos electrónicos y elementos pasivos que conforman el sistema bloqueador de teléfonos celulares en condiciones de funcionamiento de radiofrecuencia, se toma medidas en la distribución de los mismos dentro de todo el sistema. Es así que se considera básicamente tres tipos de circuitos, los cuales se los construye individualmente, es decir físicamente posesionados en circuitos impresos distintos, siendo estos:

- Circuito de la fuente de poder, que se encarga de suministrar los niveles de voltaje y corriente requeridos.
- Circuito de baja frecuencia, que se considere a aquel que maneja frecuencias menores a 1 MHz.
- Circuito de radiofrecuencia, que se considera aquel que trabaja con frecuencias superiores a 1 MHz, como es el caso del VCO y del amplificador de radiofrecuencia.

3.3.1. CIRCUITO IMPRESO DE LA FUENTE DE PODER

El circuito impreso de la fuente de poder está conformado por toda la circuitería necesaria para proveer al sistema, del voltaje y corriente necesario para su funcionamiento. La razón por la que se independiza esta sección del resto de circuitos es básicamente por el transformador que incluye dentro de su diseño, el

cual de todos los componentes pasivos, es sin duda uno de aquellos cuyas imperfecciones tienen habitualmente repercusiones más negativas.

En términos elementales, un transformador consiste en dos bobinados acoplados inductivamente, lo cual desde el punto de vista de la interferencia, además de los transitorios de conexión y desconexión, los parámetros más preocupantes son: Las resistencias, que determinan el calentamiento y por lo tanto la existencia de gradientes de temperatura en las proximidades, con la repercusión que ello tiene a causa de las variaciones térmicas de los componentes; las inductancias de dispersión, que determinan el flujo magnético no abarcado por el núcleo y por lo tanto susceptible de interferir con otros circuitos; y, sobre todo, la capacitancia entre primario y secundario que acopla al secundario las tensiones de modo común existentes en el primario y viceversa, aparte de acoplar por vía no magnética las tensiones de modo normal.

Para evitar el sobrecalentamiento, hay que trabajar con materiales de alta permeabilidad y alta resistividad, y con flujos de corriente por debajo de la saturación. Esto es especialmente importante en el momento de conexión del transformador, en el que se pueden drenar corrientes muy intensas, que hay que limitar. Los flujos de dispersión se reducen mediante núcleos toroidales de hierro o ferrita, y también rodeando el transformador con una cubierta conductora. Para reducir el acoplamiento capacitivo entre primario y secundario, un primer paso es separar los devanados y utilizar apantallamientos electrostáticos entre ellos.

El circuito impreso resultante de la fuente de poder es el que se muestra en la *Figura 3.1*, aquí se puede ver con claridad la distribución de los elementos y en lo que respecta al transformador no se indica su ubicación dentro de éste, ya que se considera apropiado alejarlo lo mayormente posible de todo el sistema, de tal forma que se ubica seguido inmediatamente del enchufe, extendiéndose un cable alimentador desde éste hasta la fuente de poder en sí.

Las características físicas del circuito impreso, (PCB, *Print Circuit Board*) de la fuente de poder son las que se muestran en la *Tabla 3.2*.

PCB	LARGO [cm]	ANCHO [cm]	ESPESOR [mm]	MATERIAL	ANCHO DE PISTA [mm]	DISTANCIA ENTRE PISTAS [mm]
FUENTE DE PODER	7,75	6,35	2	Fibra de vidrio	1	0,5

Tabla 3.2.- Características físicas de la PCB de la fuente de poder

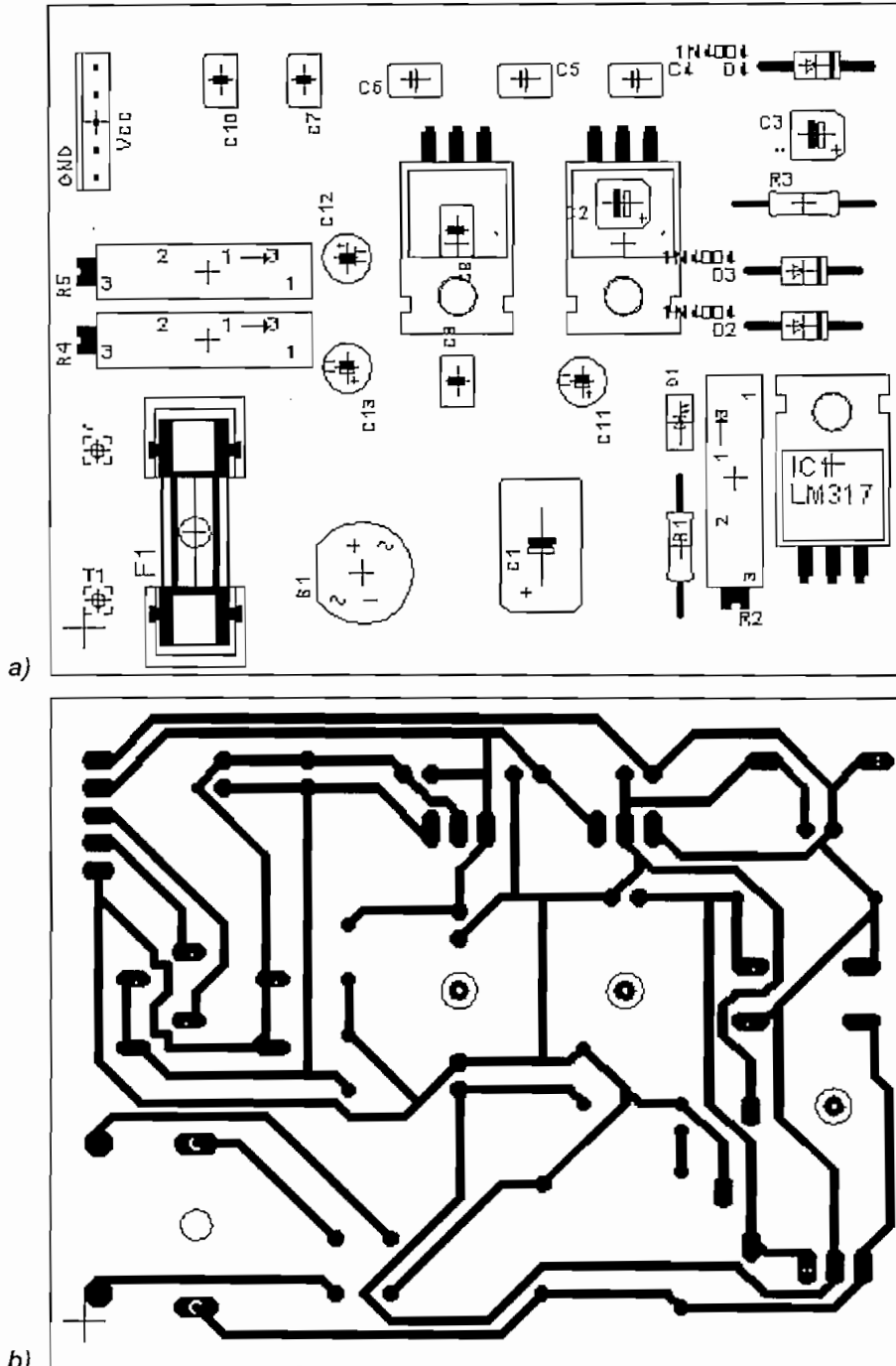


Figura 3.1.- Circuito impreso de la fuente de poder, con salidas de: + 5 V, + 12 V y + 28 V; y, capacidad de 1 A de corriente. a) Distribución de elementos. b) Pistas

Cabe recalcar que el circuito impreso de la *Figura 3.1*, y todas las PCB's del presente proyecto, están diseñados con la ayuda del software: EAGLE Versión 4.1 para Windows, el cual brinda muchas facilidades. Éste permite manipular características como: Las dimensiones de la placa, la separación entre pistas, el espesor o ancho de la pista, el diámetro de los huecos para los distintos elementos, además que procura trazos lo más cortos posible y las esquinas sin picos. A su vez que también permite ubicar indistintamente los elementos, de acuerdo a la conveniencia del diseñador. Todas estas características facilitan en gran medida, la obtención de circuitos impresos apropiados para las distintas aplicaciones.

3.3.2. CIRCUITO IMPRESO DE BAJA FRECUENCIA

El circuito impreso de baja frecuencia está conformado por todos los circuitos que trabajan a menos de 1 MHz de frecuencia, siendo éstos los módulos correspondientes a: Generador de onda triangular (con frecuencia igual a 150 Hz); generador de ruido (con frecuencia menor o igual a 30 kHz); y, mezclador de audio (con frecuencia menor o igual a 30 kHz). De igual manera que el caso anterior la razón por la que se independiza esta sección del resto de circuitos es básicamente por el comportamiento de los elementos pasivos en radiofrecuencia. En esta PCB no se trabaja con radiofrecuencia, pero sin embargo con la suficiente cercanía de ésta al módulo de radiofrecuencia, el comportamiento puede variar, como se explicó anteriormente, debido a la interferencia electromagnética (EMI) y acoplamiento electromagnético (EMC).

El circuito impreso resultante de baja frecuencia es el que se muestra en la *Figura 3.2*, aquí se puede ver con claridad la distribución de los elementos y dado que la gran mayoría de éstos son del tipo pasivo y los restantes son amplificadores operacionales más un inversor de voltaje, la influencia que puede existir, más aún si no se trabaja a radiofrecuencia, es relativamente nula, en consecuencia se puede considerar poco trascendente la ubicación de los mismos. Las características físicas del circuito impreso de baja frecuencia son las que se muestran en la *Tabla 3.3*.

PCB	LARGO [cm]	ANCHO [cm]	ESPESOR [mm]	MATERIAL	ANCHO DE PISTA [mm]	DISTANCIA ENTRE PISTAS [mm]
CIRCUITO DE BAJA FRECUENCIA	7,49	5,97	2	Fibra de vidrio	0,7	0,4

Tabla 3.3.- Características físicas de la PCB del circuito de baja frecuencia

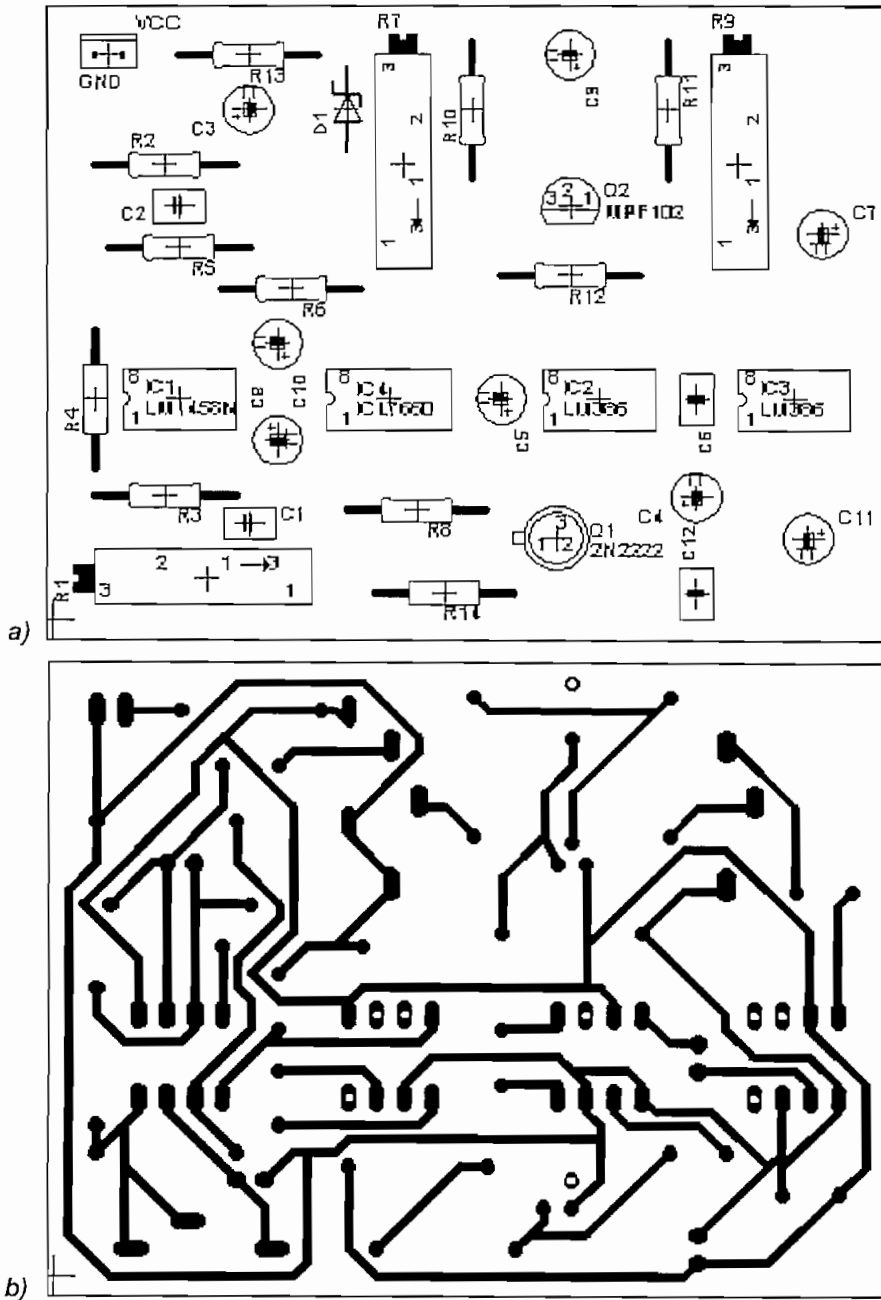


Figura 3.2.- Circuito impreso de baja frecuencia que incluye: Generador de onda triangular, generador de ruido y mezclador de audio. a) Distribución de elementos. b) Pistas

3.3.3. CIRCUITO IMPRESO DE RADIOFRECUENCIA

Un circuito de radiofrecuencia se considera a aquel que trabaja por encima de 1 MHz de frecuencia. En el presente proyecto existe únicamente un circuito impreso de radiofrecuencia y es el concerniente al VCO MAX2622EUA (con frecuencia central igual a 881,5 MHz). El módulo correspondiente al amplificador de radiofrecuencia (frecuencia central igual a 881,5 MHz), no califica como circuito impreso, ya que el amplificador MHL9236M, no requiere de circuitería externa para su funcionamiento, siendo únicamente necesario una placa disipadora de calor debido a que por el alto nivel de corriente con el que trabaja (I_{DD} igual a 500 mA) la temperatura del mismo se eleva considerablemente.

La razón de independizar los circuitos que trabajan a radiofrecuencia del resto de circuitos, es básicamente por el comportamiento de los elementos pasivos de todo el sistema a radiofrecuencia. Como se explicó anteriormente, debido a que se trabaja con radiofrecuencia, las consideraciones de construcción deben ser tomadas muy en cuenta debido a la interferencia electromagnética (EMI) y el acoplamiento electromagnético (EMC), siendo la consideración más importante las dimensiones que debe conservar un circuito impreso trabajando en la banda de 800 MHz y la ubicación de los elementos pasivos y activos (circuitos integrados) dentro del circuito impreso.

Las dimensiones de la placa en general se deben conservar con una longitud menor a un cuarto de la longitud de onda con la que trabaja el circuito, ya que éstas tienen relación directa con la longitud de las pistas, las cuales debido a que siempre tienen inductancia y por lo tanto una reactancia inductiva, pueden producir un valor de reactancia lo suficientemente apropiado como para interpretarse como circuito abierto, descompensando totalmente al circuito impreso.

Así mismo la ubicación de los elementos pasivos y de los circuitos integrados tiene gran importancia, así por ejemplo para cuando las líneas de alimentación son largas, los capacitores desacopladores deben estar tan cerca

como se pueda del pin V_{CC} del circuito integrado, además se debe procurar que las pistas de tierra (GND), estén lo más cerca posible del elemento activo, esto con la finalidad de evitar problemas como los anteriormente mencionados.

Finalmente, el diseño del circuito impreso resultante de radiofrecuencia es el recomendado por la casa fabricante del VCO MAX2622EUA (MAXIM), Ver *Anexo K*. Aquí se puede ver con claridad la distribución de cada uno de los elementos y cabe anotar que utiliza componentes tipo SMD (*Surface Mount Device*), diseñados para un comportamiento óptimo a una frecuencia de 868 MHz. Se escoge la recomendación del fabricante por ser un diseño probado que garantiza un correcto desempeño.

Las características físicas del circuito impreso de radiofrecuencia son las que se muestran en la *Tabla 3.4*.

PCB	LARGO [cm]	ANCHO [cm]	ESPESOR [mm]	MATERIAL	ANCHO DE PISTA [mm]	DISTANCIA ENTRE PISTAS [mm]
CIRCUITO DE ALTA FRECUENCIA	2,54	2,54	2	Fibra de vidrio	0,2	0,5

Tabla 3.4.- Características físicas de la PCB del circuito de radiofrecuencia

3.4. PRUEBAS PARTICULARES Y DE FUNCIONAMIENTO

Las pruebas a realizar son de dos tipos: Pruebas particulares y pruebas de funcionamiento; es decir tanto a nivel del circuito como de conjunto. Las primeras se concentran en comparar los valores teóricos con los valores prácticos y confrontarlos, obteniendo así conceptos concluyentes respecto al diseño. Así mismo las pruebas de funcionamiento, se refieren al comportamiento del sistema, las características de cobertura en el campo, tiempo en alcanzar el objetivo propuesto y sobre que tecnologías funciona el sistema.

Las pruebas tanto particulares como de funcionamiento, tienen por objetivo revalidar en sí todo el proyecto, ya que del éxito de éstas, depende el cumplimiento del objetivo principal del mismo.

3.4.1. PRUEBAS PARTICULARES

Para el estudio de las pruebas particulares, se divide al sistema en módulos, los mismos que son:

- Circuito generador de la señal de barrido.
- Circuito generador de la señal bloqueadora.
- Circuito amplificador de radiofrecuencia.
- Antena de radiofrecuencia.

3.4.1.1. Pruebas del Circuito Generador de la Señal de Barrido

El circuito generador de la señal de barrido está conformado como se describió en el capítulo 2 por los siguientes circuitos: Generador de onda triangular, el mismo que determina la frecuencia de la señal de barrido y también parte de la amplitud de la misma; circuito generador de ruido aleatorio, que determina el ancho de la señal de barrido; y, circuito mezclador de audio, que influye también en la amplitud de la señal resultante.

En la *Tabla 3.5*, se puede apreciar comparativamente los valores teóricos y prácticos, correspondientes a los parámetros de se plantearon como objetivos de diseño.

	VALOR TEÓRICO	VALOR PRÁCTICO
FRECUENCIA	$\geq 90,984$ [Hz]	2315 [Hz]
AMPLITUD	$\geq 0,44$ [Vpp]	0,72 [Vpp]
ANCHO DE LA SEÑAL	≥ 100 [μ s]	162 [μ s]

Tabla 3.5.- Tabla comparativa de valores de los parámetros de diseño del circuito generador de la señal de barrido

Como se puede observar en la *Tabla 3.5*, los valores prácticos de frecuencia, amplitud y ancho de la señal, cumplen con los valores de diseño planteados y resultan de la calibración realizada en la práctica, la misma que busca alcanzar el objetivo principal del proyecto, esta calibración se facilita debido a los circuitos regulables diseñados en base a potenciómetros, que permiten tener tal funcionalidad.

En la *Figura 3.3*, se puede apreciar la señal de barrido resultante tomada del osciloscopio Tectronix 2465. Aquí se puede apreciar con detalle la forma de la señal y sus magnitudes.

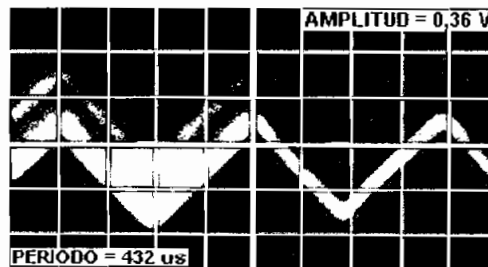


Figura 3.3.- Señal de barrido práctica, tomada del osciloscopio Tectronix 2465

3.4.1.2. Pruebas del Circuito Generador de la Señal Bloqueadora

El circuito generador de la señal bloqueadora, emite una señal de radiofrecuencia la cual tiene un espectro similar a un ruido rosado o coloreado, con frecuencia central de 881,5 MHz y un ancho de banda de por lo menos 24,93 MHz. Este circuito a continuación será tratado con el objetivo de apreciar comparativamente los valores teórico y práctico, correspondientes a niveles de potencia, voltaje y corriente.

Como se describió anteriormente, dado que se trabaja con el VCO MAX2622EUA y la circuitería externa recomendada por el fabricante para la obtención de la señal bloqueadora, el estudio comparativo se hace confrontando los valores de fábrica con los obtenidos en la práctica.

En la *Tabla 3.6*, se resume los valores de fábrica y prácticos de los siguientes parámetros: Voltaje de alimentación, corriente de alimentación, relación voltaje de sintonización vs. frecuencia y potencia de salida, todos estos parámetros haciendo referencia al VCO. Ver *AnexoF*.

	VALOR DE FÁBRICA	VALOR PRÁCTICO
VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN	2,7 [V]	2,9 [V]
CORRIENTE DE ALIMENTACIÓN	9 [mA]	9 [mA]
RELACIÓN V_{TUNE} vs. FRECUENCIA	0,02	0,018
POTENCIA DE SALIDA	- 3 [dBm]	- 8 [dBm]

Tabla 3.6.- Tabla comparativa de valores del VCO MAX2622EUA, medidos a una frecuencia de 881,5 MHz

Tanto el voltaje de alimentación como la corriente de alimentación se refiere a la cantidad de voltaje y corriente necesarios para que el VCO entre a funcionar; la relación entre el voltaje de sintonización o voltaje *tune* y la frecuencia de salida del VCO, se determina en función de las gráficas emitidas por el fabricante y se la puede evaluar comparativamente con la *Ecuación 2.28*, la misma que obedece a mediciones prácticas.

Por otro lado, el parámetro del nivel de potencia emitido por el circuito generador de la señal bloqueadora hace referencia al nivel de potencia que es capaz de emitir el VCO en condiciones de estabilidad, es decir cuando el voltaje *tune* se mantiene en un valor fijo, situación en la cual se aprecia que la potencia a la salida del VCO puede llegar a – 8 dBm, a una frecuencia de 881,5 MHz, esta medición se la obtuvo con la ayuda del medidor de potencia para señales de radiofrecuencia HP 437B.

De la *Tabla 3.6*, se puede concluir que entre los valores de fábrica y los medidos en la práctica (en lo referente al voltaje de alimentación, corriente de alimentación y la relación V_{TUNE} vs. frecuencia) no hay considerables diferencias y las que se presentan se deben a los procesos y equipos de medición utilizados en la evaluación del VCO MAX2622EUA, sin embargo se observa que los valores de potencia de salida del circuito en cuestión si presentan diferencias entre el valor

teórico y el práctico, esto obedece a características propias del VCO relacionadas con la fabricación misma.

Cabe mencionar que muy difícilmente es predecible el comportamiento real de los distintos dispositivos únicamente con las hojas de datos de los fabricantes, ya que muchas veces éstos se encuentran aún todavía en pruebas e inclusive al momento de adquirirlo, los valores de las hojas de datos se diferencian de los indicados en publicaciones del fabricante mismo, como es el caso del valor de la potencia de salida del VCO MAX2622EUA, donde hay una diferencia de 5 dBm entre el valor que indica la hoja de datos publicada en Internet (-3 dBm) y el valor que indica la hoja de datos con la que se expide el producto (-8 dBm).

Por otro lado, dado el comportamiento del VCO en la práctica, se considera importante que el dispositivo trabaje a menor potencia de la nominal, por lo que se alimenta al circuito con menor corriente de la típica recomendada por el fabricante (ver *Tabla 3.6*), de tal forma que se obtiene -9,8 dBm de potencia de salida, esto obedece a motivos de fuerza mayor, que tienen la finalidad de preservar el óptimo funcionamiento del VCO, ya que en la práctica se puede observar que el circuito alcanza los niveles de potencia que indica el fabricante, pero sin embargo no se considera prudente trabajar a tales niveles indicados ya que el tiempo de vida útil del dispositivo se reduce considerablemente. Esta consideración no se la hizo durante el diseño, porque tal comportamiento únicamente se lo puede comprobar ya en la práctica.

Adicionalmente a los parámetros anteriormente mencionados que relacionan exclusivamente al VCO y sus características eléctricas, en la *Figura 3.4*, se observa el espectro resultante de la señal bloqueadora, el mismo que está tomado a la salida del VCO, una vez que éste tiene conectado la salida del circuito generador de barrido al pin V_{TUNE} . El espectro se obtiene con la ayuda del analizador de espectros Anritsu MS710F, en esta medición se toma en cuenta la frecuencia central y el ancho de banda de la señal bloqueadora. A su vez, la medición de potencia de la señal en cuestión, al igual que en el caso anterior se la realizó con el medidor de potencia HP 437B. Estos parámetros fueron

considerados en el proceso de diseño y por lo tanto pueden responder a un análisis comparativo con los valores medidos en la práctica.

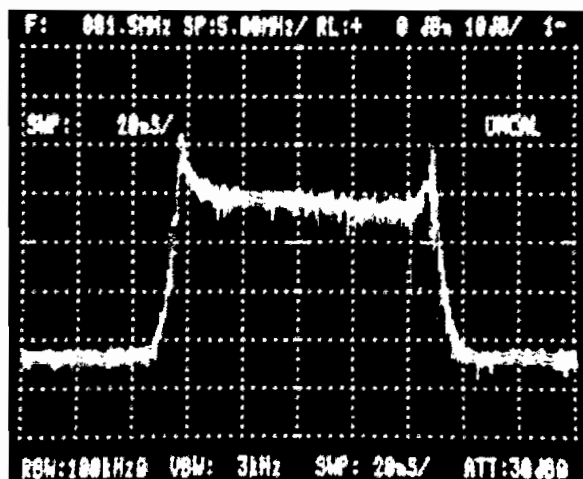


Figura 3.4.- Espectro de la señal bloqueadora, tomada a la salida del VCO, por el analizador de espectros Anritsu MS710F

Para el caso de la frecuencia central, ésta es fácilmente manipulable por medio del potenciómetro R_{13} que se muestra en el circuito de la Figura 2.24, razón por la cual el valor en la práctica es fácilmente regulable al planteado en el diseño.

Por otro lado, el valor del ancho de banda de la señal bloqueadora también es regulable en función de la amplitud de la señal de barrido, e intencionalmente se prefiere superar los límites de la frecuencia superior y frecuencia inferior que determinan el ancho de banda, con el objetivo de prevenir futuros deslizamientos de la frecuencia central, ya sea por el uso o calentamiento del sistema, que puede degenerar el comportamiento del mismo. Ver Tabla 3.7.

	VALOR TEÓRICO	VALOR PRÁCTICO
FRECUENCIA CENTRAL	881,5 [MHz]	881,5 [MHz]
ANCHO DE BANDA	24,93 [MHz]	25 [MHz]
POTENCIA DE SALIDA	- 3 [dBm]	- 9,8 [dBm]

Tabla 3.7.- Tabla comparativa de valores de los parámetros de diseño del circuito generador de la señal bloqueadora

Para el caso de la potencia de salida del circuito en cuestión, la situación es distinta, ya que la potencia esperada no es la misma que la obtenida en la práctica, siendo la razón principal el hecho de que al VCO intencionalmente se lo ha configurado para emitir tal potencia, esto por los motivos mencionados anteriormente. Además se comprobó que el VCO MAX2622EUA, no tiene una buena característica de ancho de banda de modulación¹, cuando se trabaja a potencias de salida superiores a -5 dBm, siendo ésta otra razón para disminuir la potencia de salida del circuito generador de la señal bloqueadora.

En consecuencia, la potencia de salida del circuito generador de la señal bloqueadora en la práctica llega a -9,8 dBm en promedio, esto tiene como consecuencia que la ganancia de potencia dada por el amplificador de radiofrecuencia y la antena debe ser de por lo menos 24,21 dB. Se considera que la ganancia de la antena está alrededor de los 2,5 dB, entonces el amplificador de radiofrecuencia debe proporcionar por lo menos 21,71 dB de ganancia, que comparado con los 14,41 dB presupuestados en el capítulo 2 es muy distante, sin embargo el amplificador MHL9236M si es capaz de brindar esta ganancia, pero cabe resaltar que esto se debe al criterio de considerar los casos críticos en el diseño y en la selección de los dispositivos.

3.4.1.3. Pruebas del Circuito Amplificador de Radiofrecuencia

De las pruebas realizadas con el amplificador de radiofrecuencia MHL9236M, se concluye que es capaz de emitir una ganancia de potencia de 30,5 dB, como indica el fabricante, pero sin embargo debido a la característica de ganancia vs. temperatura, se obliga al dispositivo a trabajar a menor nivel de ganancia. En la práctica, para que el sistema bloqueador tenga la funcionalidad adecuada con lo que respecta a temperatura (no exceder los 40 °C²), el amplificador debe funcionar en promedio a un nivel de 24 dB de ganancia. Este

¹ Ancho de Banda de Modulación: Parámetro de prueba de los VCO's, que indica el tiempo de respuesta a las variaciones en el voltaje de sintonización (V_{TUNE}).

² Temperatura de funcionamiento de equipos expuestos al ser humano no mayor a 40 °C, ya que la temperatura corporal del ser humano está en los 37 °C y se busca no sobrepasar esta temperatura.

valor se obtiene con un disipador de calor de aluminio alrededor de 12 veces más grande que el amplificador mismo y con una corriente de polarización de 350 mA.

Dado el objetivo de P_{OUT} mayor o igual a 14,41 dBm planteado en el capítulo 2 y que la potencia promedio a la salida del circuito generador de la señal bloqueadora es -9,8 dBm, se dispone al amplificador de tal forma que cubra por lo menos 21,71 dB de ganancia que se requiere considerando que la antena brinda alrededor de 2,5 dB de ganancia, con lo cual se espera cumplir con el objetivo de potencia y por ende de cobertura, basado en el modelo de propagación Log-Normal.

El estudio del circuito amplificador de radiofrecuencia se concentra en el análisis del comportamiento del elemento activo MHL9236M, el mismo que no requiere circuitería externa para su funcionamiento, excepto una placa disipadora de calor que aproximadamente es 12 veces el tamaño del amplificador. Las pruebas que se realizan con el amplificador, tienen el objetivo de comprobar el cumplimiento de los valores expresados por el fabricante y en definitiva justificar la utilización de éste, ya que en base al dato del fabricante se replanteó el diseño.

En la *Tabla 3.8*, se puede apreciar los valores teóricos, que en algunos casos vienen a ser los de fábrica y los valores prácticos, correspondientes al voltaje de alimentación (V_{DD}), corriente de alimentación (I_{DD}) y ganancia de potencia (G_P) del amplificador de radiofrecuencia.

	VALOR TEÓRICO	VALOR PRÁCTICO
VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN	26 [V]	26 [V]
CORRIENTE DE ALIMENTACIÓN	550 [mA]	540 [mA]
GANANCIA DE POTENCIA	30,5 [dB]	30 [dB]

Tabla 3.8.- Tabla comparativa de valores del amplificador MHL9236M, medidos a una frecuencia de 881,5 MHz

De la *Tabla 3.8*, se puede concluir que los datos de fábrica se asemejan mucho a los obtenidos en la práctica, con la característica particular de que el factor temperatura es determinante en el presente circuito y, dado el nivel de

corriente que requiere este circuito es importante considerar un buen sistema disipador de calor que no introduzca problemas por interferencia electromagnética o acoplamiento electromagnético.

En la *Figura 3.5*, se muestra la gráfica de temperatura versus ganancia de potencia y corriente de alimentación del amplificador MHL9236M, de ésta se puede concluir que la ganancia del dispositivo es sensible a la variación de temperatura.

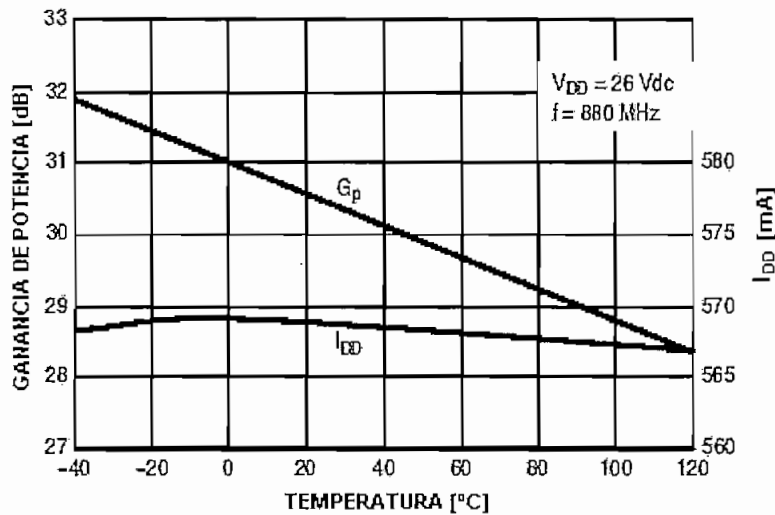


Figura 3.5.- Temperatura vs. Ganancia de potencia y corriente de alimentación del amplificador de potencia MHL9236M

Adicionalmente a los parámetros anteriormente mencionados que relacionan exclusivamente al amplificador MHL9236M y sus características eléctricas, en la *Figura 3.6*, se puede observar el espectro resultante de la señal bloqueadora, el mismo que está tomado a la salida del circuito amplificador de radiofrecuencia. En esta medición se toma en cuenta la frecuencia central y el ancho de banda, mientras que la potencia de la señal bloqueadora, que es el único parámetro que se ve influenciado por el amplificador, se mide con la ayuda del medidor de potencia HP 437B. Hay que notar que los parámetros como frecuencia central y ancho de banda se mantienen sin alteración respecto a los de la *Tabla 3.7*, debido a las características propias del amplificador, el cual se caracteriza por el tiempo de respuesta y linealidad en la amplificación. Ver *Tabla 3.9*.

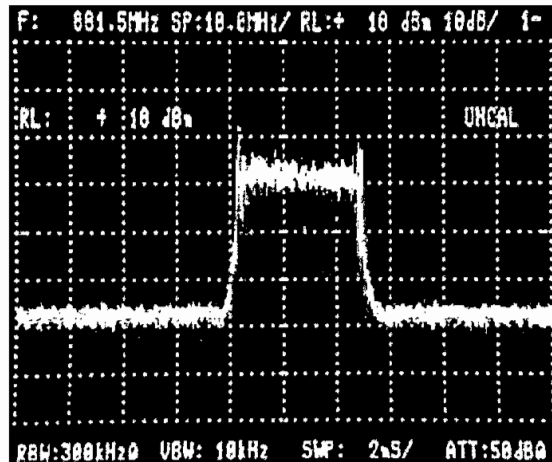


Figura 3.6.- Espectro de energía de la señal bloqueadora, tomada a la salida del amplificador, por el analizador de espectros Anritsu MS710F

En la Tabla 3.9, el valor teórico de ganancia de potencia, obedece al análisis teórico del presupuesto de potencias realizado en el capítulo 2, en el cual se busca alcanzar 14,41 dBm de potencia a la salida del sistema bloqueador y dado que el valor teórico de la potencia de salida del circuito generador de la señal bloqueadora es -3 dBm, entonces para alcanzar los 14,41 dBm de potencia requeridos, se requiere de 17,41 dB de ganancia; pero dado que se considera que la antena da una ganancia teórica de 2,5 dB, el amplificador de radiofrecuencia debe dar por lo menos una ganancia de 14,91 dB. A su vez el valor práctico resulta de la diferencia entre el valor de potencia medido a la salida del amplificador 14,71 dBm; y, el valor de potencia a la entrada del amplificador o lo que es lo mismo salida del circuito generador de la señal bloqueadora: -9,8 dBm.

	VALOR TEÓRICO	VALOR PRÁCTICO
FRECUENCIA CENTRAL	881,5 [MHz]	881,5 [MHz]
ANCHO DE BANDA	24,93 [MHz]	25 [MHz]
GANANCIA DE POTENCIA	$\geq 14,91$ [dB]	24,51 [dB]
POTENCIA DE SALIDA	$\geq 11,91$ [dBm]	14,71 [dBm]

Tabla 3.9.- Tabla comparativa de valores de los parámetros de diseño del circuito amplificador de radiofrecuencia

Por otro lado el valor teórico de potencia de salida, obedece de igual forma al análisis teórico del presupuesto de potencias, en donde se considera la

potencia de salida teórica del circuito generador de la señal bloqueadora en - 3 dBm y dado que la ganancia de potencia teórica del amplificador como se dedujo anteriormente es de por lo menos 14,91 dB, entonces el valor teórico de potencia de salida es de por lo menos 11,91 dBm. A su vez el valor práctico se obtiene con la ayuda del medidor de potencia HP 437B, e intencionalmente se supera el valor de potencia requerido por cuanto la ganancia de la antena real no se conoce todavía.

Comparando los valores teóricos y prácticos referentes a ganancia y potencia de la *Tabla 3.9*, se concluye que los valores prácticos permitirán cumplir con los objetivos del proyecto con facilidad, esto se comprueba en la sección 3.4.2.2.

3.4.1.4. Pruebas de la Antena de Radiofrecuencia

En las pruebas de la antena de radiofrecuencia: Ericsson (*Series 300, Rubber Ducky*), se considera la ganancia de potencia que brinda este dispositivo, dejando por entendido que si se obtiene un resultado satisfactorio de la misma los parámetros de banda de frecuencia de operación, impedancia característica y VSWR (*Voltaje Standing Wave Ratio*), están dentro de lo propuesto por el fabricante.

Para la medición de la ganancia de potencia de la antena de radiofrecuencia, no es posible utilizar el medidor de potencia con el que se viene trabajando, por cuanto se requiere medir la potencia que radía el sistema, para lo cual se utiliza el analizador de espectros Anritsu MS710F y adicionalmente se requiere generar una señal a la frecuencia de 880 MHz cuya densidad espectral sea en lo posible un impulso (señal en el tiempo, sinusoidal), razón por la cual se coloca el VCO con un voltaje de sintonización fijo (sin la señal de barrido), la razón de escoger una señal de esta característica es para poder medir fácilmente la potencia con el analizador de espectros, ya que por definición la potencia de una señal cualquiera está determinada por el área bajo la curva de la gráfica de densidad espectral de potencia o energía, dependiendo si es una señal periódica

o aperiódica y ya que la señal sinusoidal da como espectro un impulso, entonces la potencia de la señal es el valor en dBm de la escala vertical del analizador de espectros.

La configuración de los equipos y dispositivos para la medición de la ganancia de la antenna es como se muestra en la *Figura 3.7*.

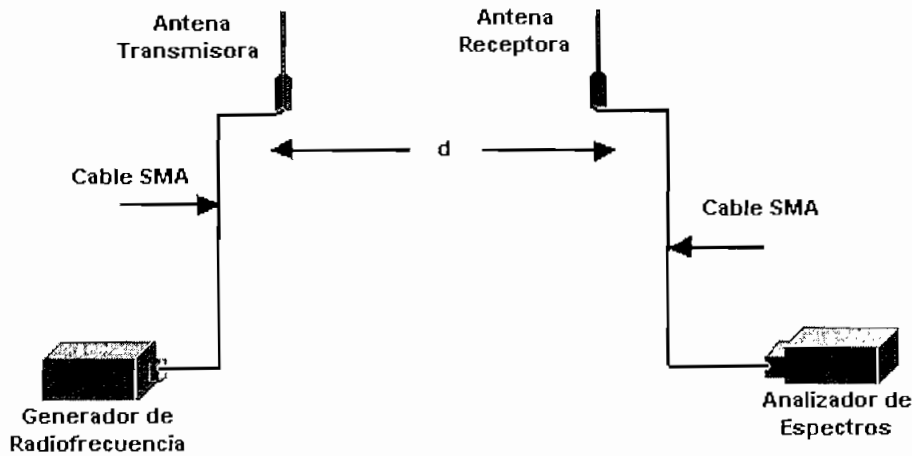


Figura 3.7.- Esquema para obtener la ganancia de la antenna de radiofrecuencia

Para el cálculo de la ganancia de la antenna se recurre a la *Ecuación 3.1*, la cual resulta de un análisis del presupuesto de potencias en el esquema de la *Figura 3.7*, y se utiliza para demostrar el efecto de la distancia en la propagación de ondas electromagnéticas en ambientes cerrados.

$$P_r(d) = P_t(d) + G_t + \overline{PL}(d) + G_r \quad [3.1]$$

Donde: $P_r(d)$ = Potencia recibida, medida en dBm.

$P_t(d)$ = Potencia transmitida, medida en dBm.

G_t = Ganancia de la antenna de transmisión en dB.

G_r = Ganancia de la antenna de recepción en dB.

$\overline{PL}(d)$ = *Power Lost*, pérdida de potencia debida a propagación en una distancia d , de acuerdo al modelo de propagación Log-Normal, medida en dB. Refiérase a la *Ecuación 2.24*.

d = Distancia entre las antenas, medida en m.

A su vez, para mayor facilidad en el cálculo de la ganancia, se considera que tanto la antena de transmisión como la de recepción tienen la misma ganancia y esto se consigue utilizando dos antenas similares de la misma serie y fabricante, en consecuencia la *Ecuación 3.1*, se la puede expresar así:

$$G = \frac{P_r(d) - P_t(d) - \overline{PL}(d)}{2} \quad [3.2]$$

Para el cálculo de la ganancia se tomó varias medidas a diferentes distancias de separación en un ambiente cerrado con total línea de vista y se obtuvo los datos de la *Tabla 3.10*.

PL(d) [dBm]	P _t (d) [dBm]	P _r (d) [dBm]	d [m]	G [dB]
-53,41	14,71	-34	1	2,35
-70,19	14,71	-52	5	1,74
-77,41	14,71	-59	10	1,85
-84,63	14,71	-66	20	1,96

Tabla 3.10.- Tabla de valores experimentales del cálculo de la ganancia de la antena

De los valores de ganancia obtenidos en la *Tabla 3.10*, se concluye que la ganancia de la antena es de aproximadamente 1,98 dB en promedio, que comparado con el valor de fábrica de 2,5 dB; se puede concluir principalmente que el modelo de propagación Log-Normal desarrollado en el capítulo 2, se acerca mucho a la realidad (en el punto 3.4.2.2., se analiza más detalladamente el comportamiento del modelo de propagación Log-Normal) y la diferencia entre el valor práctico y el de fábrica (20,8 %), obedece principalmente a la característica de VSWR (2:1, valor de fábrica), propia de la antena. Esta característica de la razón de onda estacionaria igual a 2:1, introduce pérdidas en la transmisión y es la consecuencia de la disminución de la ganancia. Ver *Tabla 3.11*.

	VALOR TEÓRICO	VALOR PRÁCTICO
GANANCIA DE POTENCIA	2,5 [dB]	1,98 [dB]

Tabla 3.11.- Tabla comparativa de valores de los parámetros de diseño de la antena de radiofrecuencia

Con el valor obtenido de ganancia de la antena, se concluye que la potencia de salida del sistema bloqueador para teléfonos celulares es de 16,69 dBm, esta potencia es regulable por medio del voltaje de polarización del amplificador de radiofrecuencia y además cumple con el objetivo de diseño planteado.

Es importante recalcar que los valores de ganancia obtenidos en la práctica, obedecen a una serie de calibraciones en el acoplamiento entre la antena y el amplificador de radiofrecuencia. Cabe resaltar que estas pruebas no solo buscan medir o calcular los valores prácticos y compararlos con los teóricos, sino también en base a los resultados realizar procesos de mejora, como fue en este caso en donde debido a los resultados iniciales de ganancia, los cuales se mostraban muy bajos, se pudo conocer que el acoplamiento no era el óptimo y que el sistema de referencia a tierra tampoco lo era, pudiendo así realizar procesos de corrección y calibración.

Finalmente de esta prueba se concluye que la ganancia de potencia de la antena, es muy susceptible tanto a las características de acoplamiento entre el amplificador de radiofrecuencia y la antena; y, también a las características de longitud de las líneas de alimentación, en especial de la línea de referencia a tierra del sistema; razón por la cual es de gran importancia que el acoplamiento entre los distintos dispositivos garantice una impedancia característica de 50Ω y que tanto el transmisor como la antena estén con la misma referencia a tierra, evitando longitudes de cables iguales a un cuarto de la longitud de onda de trabajo (8,52 cm).

Para garantizar un acoplamiento óptimo no solo entre el amplificador de radiofrecuencia y la antena, sino también entre el circuito generador de las señal bloqueadora y el amplificador mismo, se utiliza conectores para radiofrecuencia SMA marca Siemens, los cuales garantizan una impedancia característica de 50Ω y además líneas de transmisión semisólidas que de igual manera garantizan tal valor de impedancia característica. En el diseño se había considerado inicialmente utilizar cable coaxial para radiofrecuencia a 50Ω , pero sin embargo

durante el proceso de adquisición de productos y construcción se consideró más adecuado líneas de transmisión semisólidas a 50Ω , sin que esta nueva consideración signifique que el cable coaxial no brinda seguridad en el acoplamiento.

3.4.2. PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO

Las pruebas de funcionamiento correspondientes al comportamiento del sistema, se refieren a:

- Tecnologías sobre las que actúa el sistema bloqueador.
- Cobertura del sistema en ambientes cerrados.
- Efectos secundarios en el sistema celular.

3.4.2.1. Tecnologías Sobre las que Actúa el Sistema Bloqueador

Siendo el punto primordial, determinar las tecnologías celulares sobre las cuales el sistema bloqueador cumple con su objetivo, se realiza las pruebas de funcionamiento con diferentes terminales que trabajan en las siguientes tecnologías indistintamente: AMPS (TIA/EIA 553), TDMA (IS-136), CDMA (CDMA2000 1x) y GSM.

Es claro que el objetivo del presente proyecto únicamente se compromete a actuar sobre terminales que usan tecnologías AMPS y/o TDMA, pero sin embargo se analiza también el funcionamiento del sistema con terminales CDMA y GSM, actualmente funcionando en el país.

Las pruebas de funcionamiento consisten en acercar los distintos terminales a una misma distancia del sistema bloqueador, empezando desde una distancia corta como es algunos centímetros, para luego ir incrementando la distancia y observar los resultados.

Algunos indicativos importantes, que muestran los teléfonos al momento que han sido intervenidos por el sistema bloqueador son:

- Mensajes como:
 - Rediscando.
 - Sin Servicio.
 - Buscando Sistema.
 - Buscando Red.
- Disminución de la barra indicadora de intensidad de la señal en terminales: TDMA, CDMA y GSM.

Para terminales con tecnología AMPS (TIA/EIA 553), como por ejemplo el teléfono NOKIA 5160, el sistema bloqueador cumple con su objetivo y esto se comprueba, ya que no se puede realizar ni recibir llamadas, de tal forma que se impide la comunicación y es equivalente a que el teléfono esté fuera del área de cobertura del sistema celular. Los terminales funcionando en tecnología AMPS, interpretan como si la señal que envía la radio-base no ha sufrido alteraciones ya que sigue percibiendo una señal en la misma frecuencia esperada sin importar si ésta es una señal idónea para la comunicación y por lo tanto la barra indicadora de intensidad de señal no se altera, pero al momento de intentar realizar o recibir una llamada, éste realiza procesos de decodificación sin encontrar un canal de control idóneo y por lo tanto se queda en estado: Rediscando, término usado por el teléfono mismo y que consecuentemente indica que el teléfono está fuera de servicio.

Para terminales con tecnología TDMA (IS-136), como el teléfono MOTOROLA 120t, la situación es similar al caso anterior, con la diferencia que el tiempo que tarda en actuar el sistema sobre este tipo de terminales es mayor, esto se debe al algoritmo de muestreo del canal de control que tienen este tipo de terminales, el cual se muestra a manera de diagrama de bloques en la *Figura 1.53*. La comprobación de que el teléfono sale de cobertura es el mensaje que muestra el mismo, el cual dice: Sin Servicio, además la barra indicadora de la intensidad de señal va disminuyendo paulatinamente hasta que se anula totalmente, debiéndose este comportamiento a que el teléfono recibe una señal

en la frecuencia esperada y la evalúa concluyendo que no es una señal idónea para la comunicación y por lo tanto interpreta que no existe señal de servicio.

Hasta aquí consiste el alcance del presente proyecto, pero sin embargo se considera importante analizar el funcionamiento del sistema con terminales CDMA y GSM, dado la presencia de los mismos actualmente en el país. A continuación está un breve análisis del comportamiento del sistema bloqueador con otras tecnologías, pero sin embargo amerita un estudio más completo como el que se ha dado en el presente proyecto con lo que respecta a las tecnologías AMPS y TDMA, pudiendo resultar otro proyecto completo e interesante.

Tanto para la tecnología CDMA2000 1x, con la que actualmente viene trabajando Otecel (Bellsouth), como para GSM, con la que trabaja Conecel (Porta), el sistema bloqueador cumple con su objetivo. Esta situación se justifica ya que si se retoma los conceptos sobre los cuales fue diseñado el sistema bloqueador, se puede entender el comportamiento del mismo y por ende el éxito que éste tiene con otras tecnologías.

Los puntos principales de la efectividad con otras tecnologías son:

- La banda de frecuencia sobre la cual actúa el sistema bloqueador y específicamente el rango de frecuencia de trabajo, el cual corresponde al enlace de bajada o *downlink* y es el mismo para las distintas tecnologías.
- La característica de la relación C/I, que proporciona el sistema bloqueador, la misma que dependiendo de la tecnología determina la cobertura o alcance del bloqueador.

La banda de frecuencia sobre la que trabaja el sistema bloqueador es la de 800 MHz y específicamente en el rango de frecuencias desde 869,04 MHz hasta 893,97 MHz; el cual corresponde al enlace de bajada de los canales de control tanto de AMPS como de TDMA.

Para el caso de las tecnologías CDMA y GSM, que trabajan en la banda de 800 MHz, la distribución de canales de datos a lo largo del espectro electromagnético se hace en el mismo rango de frecuencia en el que actúa el sistema bloqueador, es decir ocupan desde los 869,04 MHz hasta los 893,97 MHz. Esta característica permite que el sistema bloqueador tenga éxito sobre estas tecnologías, ya que la señal bloqueadora confunde la señal que emite la radio-base, impidiendo que los teléfonos celulares decodifiquen la información correctamente.

La diferencia que se presenta en el comportamiento de terminales con tecnologías CDMA o GSM y terminales con tecnologías AMPS o TDMA, es correspondiente a la cobertura que el sistema bloqueador brinda, ya que el alcance se relaciona principalmente con la relación C/I, que cada una de las tecnologías tolera. Ver *Tabla 3.12*.

ESPECTRO DOWNLINK O UPLINK	12,5 [MHz]			
	AMPS	TDMA	CDMA	GSM
TECNOLOGÍA				
C/I o Eb/No requerido [dB]	17	17	6	6,5
Factor de Reuso de Frecuencias	7	7	1	4
Ancho de Banda de Portadora [kHz]	30	30	1250	200
# Total de Señales de Radiofrecuencia	416	416	10	62
Señales de Radiofrecuencia por Célula	59	59	10	15
# de Sectores por Célula	3	3	3	3
# Canales de Control por Sector	1	1	0 ¹	1
Señales de Radiofrecuencia por Sector	19	19	10	5
Canales de Voz por Señal de Radiofrecuencia	1	3	13	8
Canales de Voz por Sector	18	56	130	39
Canales de Voz por Célula	54	168	390	117
Capacidad con Respecto a AMPS	1	3,11	7,22	2,17

Tabla 3.12.- Tabla comparativa de los principales parámetros de las tecnologías celulares: AMSP, TDMA, CDMA y GSM

Un sistema funcionando con tecnología CDMA exige una relación C/I mayor o igual a 6 dB y un sistema funcionando con tecnología GSM exige una relación C/I mayor o igual a 6,5 dB, se entiende que éstos sistemas son más

¹ En CDMA, no existe un canal de control exclusivo, ya que los procesos de control de llamadas, control de transferencias, control de potencia, control de autenticación, etc., se realizan sobre el mismo canal de voz.

resistentes a las interferencias que otros trabajando con tecnologías AMPS o TDMA, ya que estos últimos exigen una mayor calidad y pureza de la portadora para su correcto funcionamiento (C/I mayor o igual a 17 dB) y por lo tanto el comportamiento en términos de cobertura es distinto, para cada tecnología.

3.4.2.2. Cobertura del Sistema en Ambientes Cerrados

Las pruebas de cobertura se realizaron con los teléfonos:

- AMPS/TDMA: NOKIA 5160.
- AMPS/TDMA: MOTOROLA 120t.

Obteniendo como resultado que la cobertura del sistema bloqueador, está directamente relacionada con la ubicación de éste respecto a la radio-base a la cual está adherido el móvil a incomunicar y el tipo de construcción del ambiente en donde se desea bloquear la cobertura celular. Es pues así que las características de cobertura del sistema son extremadamente variables, pudiendo cubrir áreas desde 6 m hasta 25 m de radio, de lo que se ha podido comprobar, sin embargo es de mucha ayuda el poder contar con una herramienta matemática como lo es el modelo de propagación para ambientes cerrados Log-Normal, que permite tener una idea del comportamiento real de lo que es un sistema de radiofrecuencia bajo tales condiciones. Para un análisis tanto de cobertura como de la funcionalidad que tiene el modelo de propagación Log-Normal, se ha desarrollado la *Tabla 3.13*.

RSSI [dBm]	RADIO DE COBERTURA TEÓRICO		RADIO DE COBERTURA PRÁCTICO
	$n = 2,4; \sigma = 9,6$	$n = 3,4; \sigma = 9,6$	
-51	12,45 [m]	5,93 [m]	6 [m]
-59	26,81 [m]	10,19 [m]	10 [m]
-61	32,48 [m]	11,67 [m]	12 [m]
-67	57,77 [m]	17,52 [m]	20 [m]
-72	93,33 [m]	24,58 [m]	25 [m]
-88	433,18 [m]	72,64 [m]	25 [m]

Tabla 3.13.- Comparación del radio de cobertura para distintos valores de RSSI

En la *Tabla 3.13*, se puede comparar los valores teóricos de cobertura con los obtenidos en la práctica, note que se toma en consideración dos valores diferentes del parámetro n , cuyo valor depende del entorno y tipo de materiales que conforman los distintos ambientes en áreas cerradas (refiérase a la *Ecuación 2.21*) y se mantiene el mismo valor de desviación estándar (σ), con el objetivo de visualizar qué valor de n satisface de mejor manera los valores reales de cobertura.

De la *Tabla 3.13*, se puede concluir que en general el valor del parámetro n más próximo a simular el comportamiento real de las pérdidas por propagación en ambientes cerrados, usando el modelo de propagación normal, es n igual a 3,4, manteniendo el valor de la desviación estándar en 9,6 dB.

Note también que los valores de cobertura obtenidos en la práctica están entre 6 m de radio para un valor de *RSSI* mínimo de -51 dBm y 25 m para un valor máximo de -88 dBm; no se considera valores menores que -88 dBm, ya que el umbral de *hand-off* (HOTL) es de -95 dBm y por lo tanto en el área metropolitana que es el área de acción del sistema bloqueador máximo se tiene valores de *RSSI* iguales a -90 dBm. Siendo también ésta la razón del por qué no se puede obtener mayor cobertura.

3.4.2.3. Efectos Secundarios en el Sistema Celular

Al decir sistema celular, se abarca la central de conmutación móvil, las radio-bases y los teléfonos celulares. El análisis de los efectos secundarios en lo que respecta a las radio-bases y la central de conmutación móvil, se lo realiza básicamente en forma teórica, debido a las restricciones que implica un análisis práctico. Sin embargo este estudio se basa principalmente en los terminales móviles, los cuales tienen una relación más directa con el sistema bloqueador.

Para el caso de los terminales, la influencia que el sistema bloqueador tiene sobre ellos es importante, pero como se pudo comprobar no daña, degrada o altera el correcto funcionamiento del mismo y una de las razones que respaldan

este hecho es que los niveles de potencia de salida del sistema bloqueador (869,04 MHz – 893,97 MHz) están por debajo del nivel de potencia que manejan los terminales obviamente en transmisión (824,04 MHz – 848,97MHz), situación que se aprecia cuantitativamente en la *Tabla 3.14*.

	TERMINALES				SISTEMA BLOQUEADOR
	AMPS	TDMA	CDMA	GSM	
P _{OUT} Nominal [dBm]	25	28	20	33	16,69

Tabla 3.14.- Tabla de incidencia del sistema bloqueador sobre terminales de distintas tecnologías ^[35, 36, 37, 38]

El valor de potencia emitida por el sistema bloqueador que se muestra en la tabla anterior, resulta de las mediciones prácticas y tiene por objeto justificar el hecho de que los niveles de potencia que emite el sistema bloqueador no supera los niveles de potencia de salida de los terminales y por lo tanto se garantiza que por motivos de potencia el sistema está dentro de los estándares de potencia que rigen a los equipos transmisores de radiofrecuencia en ambientes públicos.

Es importante recalcar que el proceso de transmisión y recepción de señales por parte de los terminales, se hace en distintas frecuencias y por lo tanto la señal de transmisión no incide en el umbral de sensibilidad del mismo. De igual manera, dado que el sistema bloqueador influye únicamente al enlace de bajada (*downlink*), interesa principalmente la incidencia que tiene éste sobre la sensibilidad del terminal, sin embargo es suficiente con evaluar la potencia de salida de los terminales para entender comparativamente que la potencia que utiliza el sistema bloqueador, es menos influyente para cualquier sistema electrónico que puede afectarse por señales de radiofrecuencia, como por ejemplo: Marca pasos, equipos médicos, sistemas de monitoreo, sistemas de control en aviones, etc.. Y así mismo es mucho menos influyente en esa misma magnitud con respecto a los efectos secundarios en los seres humanos, sin embargo se recomienda mantener alejado al sistema bloqueador algunos centímetros de la cabeza tal como sugieren los manuales de los teléfonos celulares.

Respecto a los efectos secundarios producidos en los teléfonos celulares, se puede hablar que existen terminales que una vez cancelado el accionar del sistema bloqueador, éstos demoran en regresar a sus estado normal de servicio, debiéndose este comportamiento a que una vez que se encuentran fuera de servicio, entran a estado de hibernación para ahorro de energía y por lo tanto requieren más tiempo para detectar la señal de servicio, pudiendo reincorporar al terminal con simplemente intentar hacer una llamada o a su vez apagar y volverlo a encender.

Por otro lado, los efectos secundarios sobre las radio-bases y la central de conmutación móvil son despreciables, ya que la cobertura del sistema bloqueador, está en el mejor de los casos en 25 metros de radio y por lo tanto esta distancia no llega ni al promedio de altura de las torres donde se ubican las radio-bases y por consiguiente si no se llega a afectar éstas, peor se puede pensar que se afectaría a la central de conmutación que ya no trabaja con señales de radiofrecuencia sino con datos.

3.5. MÓDULO FINAL

Este punto tiene por objetivo mostrar de forma real y gráfica el resultado final del diseño y construcción del sistema bloqueador de teléfonos celulares, además de que espera cubrir los detalles que no pudieron haber sido tratados a lo largo del proyecto, ya sea por arreglos que se hacen en el momento de las pruebas finales o en la construcción.

Dada las características de diseño, el sistema bloqueador tiene la facilidad de calibrar los siguientes parámetros:

- Frecuencia de la señal de barrido (Potenciómetro R_1 , circuito generador de la señal de barrido).
- Amplitud de la señal de barrido (Potenciómetros R_7 y R_9 , circuito generador de la señal de barrido).

- Frecuencia central de la señal bloqueadora (R_4 , circuito de la fuente de alimentación).
- Potencia de salida del sistema (R_2 y R_5 , circuito de la fuente de alimentación).

Siendo estos parámetros de gran incidencia para el correcto funcionamiento del sistema y dada la sensibilidad de los mismos, se ve apropiado no facilitar la calibración del tipo externo; y, si se comprueba un daño como deslizamiento de frecuencia o disminución de potencia, la calibración se la puede realizar de forma interna abriendo el módulo y ubicando el respectivo potenciómetro calibrador.

El material que se utiliza para el chasis del sistema bloqueador propiamente dicho es de tipo metálico, debido a que un sistema de radiofrecuencia, tiene un mejor comportamiento dentro de este tipo de material, ya que de esta forma se aísla las ondas electromagnéticas que produce éste de las existentes en el mundo exterior, permitiendo que el único punto radiante del sistema sea la antena, la misma que se ubica exteriormente. Además el chasis metálico también actúa como disipador de calor, factor muy importante en el desempeño del sistema.

Por otro lado, dada la influencia de señales de radio-frecuencia sobre el transformador, éste se lo ubica de forma separada al sistema y además utiliza recubrimiento de material plástico, ya que tolera altamente el calor y facilita su construcción por las facilidades del mercado. Ver *Tabla 3.15*.

TECNOLOGÍAS QUE INTERFIERE:	AMPS/TDMA/CDMA/GSM
FRECUENCIA DE TRABAJO:	869 - 894 [MHz]
RADIO DE COBERTURA:	6 a 25 [m]
VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN:	5 [V] DC, 9 [V] DC, 28 [V] DC / 670 [mA]
DIMENSIONES:	110 x 880 x 850 [mm] (LxAxP)
PESO:	450 [g]
POTENCIA DE SALIDA:	16,69 [dBm]
CONSUMO DE POTENCIA:	18 [W]
TRANSFORMADOR:	110 [V] AC : 32 [V] AC; 250 [g]

Tabla 3.15.- Características eléctricas y mecánicas del sistema bloqueador

A continuación, se encuentran fotografías de cada una de las PCB's de forma independiente, así como también, en conjunto dentro de su chasis correspondiente.

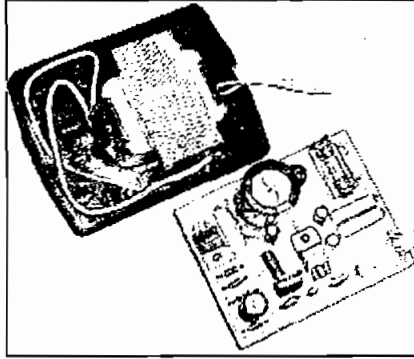


Figura 3.8.- PCB de la fuente de poder

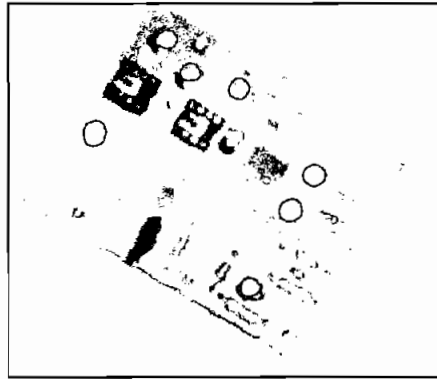


Figura 3.9.- PCB del generador de las señal de barrido

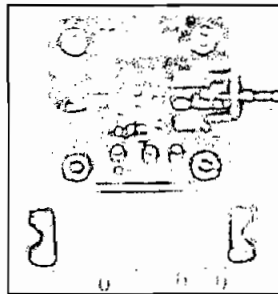


Figura 3.10.- PCB del VCO MAX2622EUA y el amplificador de radiofrecuencia MHL9236M

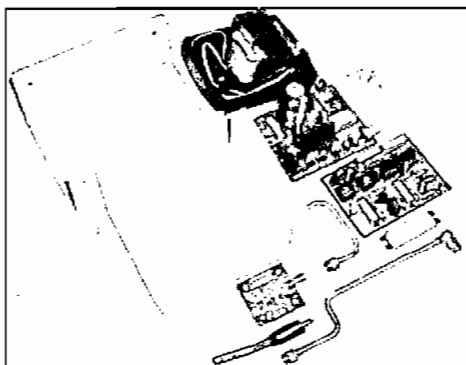


Figura 3.11.- Sistema bloqueador completo

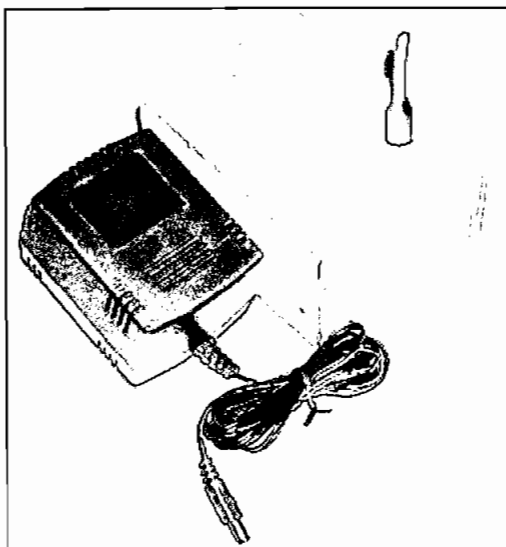


Figura 3.12.- Módulo final

CAPÍTULO 4:
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

1. La tasa de crecimiento anual del índice de penetración de la telefonía celular en el mundo entero, en los últimos tres años es del 22% en promedio, por lo que se concluye, que es necesario tomar medidas que permitan regular las comunicaciones celulares dentro de una área definida, de manera que se haga cumplir las políticas de manejo de los teléfonos celulares en zonas públicas o privadas.
2. Los sistemas de telecomunicaciones inalámbricos, son vulnerables a todo tipo de interferencia, sin importar qué método de acceso presenten, ya que el medio de transmisión, en este caso el medio ambiente es fácilmente accesible.
3. La evolución de las tecnologías celulares, tiene como principales éxitos: El aumento en la capacidad de proveer servicio a más abonados simultáneamente, al igual que disminuir las exigencias de la calidad de la portadora y por ende tolerar un menor valor del parámetro de comunicación C/I , así como también la facilidad de migrar a nuevas tecnologías y en general el proveer un sinnúmero de servicios digitales.
4. De los modelos de propagación para ambientes cerrados existentes, el modelo de propagación Log-Normal, es el más idóneo para simular el comportamiento real de las pérdidas debidas a propagación para ambientes de oficina levemente particionados, con valores del parámetro n igual a 3,4 y desviación estándar igual 9,6 dB.
5. La relación entre la tasa de bits errados (BER) y la relación portadora a interferencia (C/I), para un sistema digital con modulación $\pi/4$ DQPSK, está definida por la ecuación:

$$\log(BER) = \left(\frac{C}{I}\right)^x \left(-\frac{1}{10}\right)$$

6. Tanto en la tecnología AMPS (TIA/EIA 553), como en TDMA (IS-136), el desempeño del FOCC (*Forward Control Channel*), es inversamente proporcional al desempeño del RECC (*Reverse Control Channel*).
7. Tanto en la tecnología AMPS (TIA/EIA 553) como en TDMA (IS-136), el FOCC y el RECC son contaminados por ruido, interferencia y atenuación, por lo tanto, la capacidad del FOCC y del RECC depende de C/I . En consecuencia para bloquear el canal de control de tal forma que se impida la comunicación, se puede trabajar tanto sobre el RECC como el FOCC, ya que con la presencia de interferencia de tal forma que C/I sea menor o igual que 12 dB, se puede impedir que el teléfono celular sea ubicado por la radio base, ya sea debido a que el número de voces sean escasos o nulos, como sería el caso de bloquear el RECC, o porque son demasiados de tal forma que no son inteligibles, para el caso de bloquear el FOCC.
8. Es preferible bloquear el grupo de frecuencias de bajada (869 MHz - 894 MHz), ya que los requerimientos de potencia son mucho menores que para el caso de trabajar con el grupo de frecuencias de subida (824 MHz - 849 MHz); dado que la distancia a cubrir es mucho menor, ya que únicamente interesa llegar desde la ubicación del sistema bloqueador hasta los teléfonos celulares y no hasta la radio-base como sería el otro caso. Además, en cuestión de resultados, es mucho más manejable la cobertura del sistema, ya que básicamente es función de los niveles de potencia con los que trabaje el sistema bloqueador.
9. La cobertura del sistema bloqueador, está directamente relacionada con la potencia que éste es capaz de emitir, con la consideración principal de que el requerimiento de la misma tiene una variación logarítmica respecto al radio de cobertura, esto debido al comportamiento de las pérdidas debidas a propagación en ambientes cerrados.
10. Los valores mínimos o máximos, según corresponda, de los parámetros necesarios a influenciar para obtener éxito en bloquear sistemas celulares en

las tecnologías AMPS y/o TDMA, en función del diseño presentado en el presente proyecto son:

PARÁMETROS								
GENERALES		SEÑAL DE BARRIDO					SEÑAL DE RADIOFRECUENCIA	
C/I	BER	Frecuencia	Ancho	$V_{m\acute{a}x}$	$V_{m\acute{i}n}$	V_{ref}	Rango de Frec.	P_{out}
≤ 12 [Db]	$> 0,05$	$\geq 90,984$ [Hz]	≥ 100 [μ s]	+ 1,538 [V]	+ 1,098 [V]	+ 1,318 [V]	869,04-893,97 [MHz]	$\geq 14,41$ [dBm]

Valores de los parámetros de diseño

11. En construcción, los componentes pasivos no presentan, a altas frecuencias (mayor a 1 MHz), un valor igual a su nominal, debido sobre todo a las capacidades e inductancias parásitas. Este hecho se presenta más en las resistencias bobinadas, condensadores en general (los cuales en algunos casos se comportan como inductancias a partir de frecuencias medias) y en las bobinas. En la utilización de estos elementos para trabajar en radiofrecuencia, hay que tener bien en cuenta su comportamiento real y su distribución dentro del circuito impreso.
12. Los sistemas de radiofrecuencia son muy susceptible a las características de acoplamiento entre etapas de radiofrecuencia y también a las características de longitud de las líneas de alimentación, en especial de la línea de referencia a tierra del sistema; razón por la cual es de gran importancia que el acoplamiento entre los distintos módulos garantice una impedancia característica de 50Ω y que tanto el transmisor como la antena estén con la misma referencia a tierra, evitando longitudes de cables iguales a un cuarto de la longitud de onda de trabajo.
13. Las distintas tecnologías celulares son tolerantes a interferencia en función de la relación C/I, que éstas son capaces de manejar y se comprueba con la cobertura que el sistema bloqueador alcanza actuando sobre terminales de las distintas tecnologías.

14. En la *Tabla 3.15*, se resume las características eléctricas y mecánicas del sistema bloqueador de teléfonos celulares.

TECNOLOGÍAS QUE INTERFIERE:	AMPS/TDMA/CDMA/GSM
FRECUENCIA DE TRABAJO:	869 – 894 [MHz]
RADIO DE COBERTURA:	6 a 25 [m]
VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN:	5 [V] DC, 9 [V] DC, 28 [V] DC / 670 [mA]
DIMENSIONES:	110 x 880 x 850 [mm] (LxAxP)
PESO:	450 [g]
POTENCIA DE SALIDA:	16,69 [dBm]
CONSUMO DE POTENCIA:	18 [W]
TRANSFORMADOR:	110 [V] AC : 32 [V] AC; 250 [g]

Características eléctricas y mecánicas del sistema bloqueador

4.2. RECOMENDACIONES

1. Se puede tomar el estudio del crecimiento de la telefonía celular analizado en el presente proyecto, como punto de partida para regular las políticas de manejo de los teléfonos celulares en áreas públicas o privadas.
2. Para trabajos futuros, se puede analizar a profundidad los requerimientos para diseñar y construir un sistema bloqueador para tecnologías CDMA y GSM, dado la presencia de las mismas actualmente en el país, e incluso en nuevas bandas de frecuencia como la de 1900 MHz, próximamente en funcionamiento.
3. Para procesos de diseño electrónico, se recomienda considerar siempre el caso crítico, de tal forma que se cubra el 100 % de posibilidades existentes.
4. Se recomienda que el acoplamiento entre sistemas que trabajan con señales de radiofrecuencia sea óptimo, de tal forma que las pérdidas por reflexión sean mínimas. De no existir el correcto acoplamiento, las pérdidas pueden ser de hasta el 100%.

5. El futuro de los sistemas bloqueadores de sistemas celulares, se puede desarrollar en base a la tecnología *Bluetooth*¹, y buscar restringir áreas definidas y terminales definidos; en base a identificar el SEN (*Serial Electronic Number*) del terminal y confrontarlo con una base de datos de restricciones y accesos.

¹ *Bluetooth*: Tecnología de red inalámbrica, capaz de soportar diferentes protocolos de comunicación.

ABREVIATURAS

ACC	<i>Analog Control Channel</i>
ACHT	<i>Average Call Holding Time</i>
AMPS	<i>Advanced Mobile Telephone Service</i>
BCH	<i>Bose-Chauduri-Hocquenghem</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BRI	<i>Busy / Reserved / Idle</i>
BS	<i>Base Station</i>
C/I	<i>Carrier to Interference</i>
CDL	<i>Coded Digital Locator</i>
CDMA	<i>Code División Múltiple Access</i>
CDPD	<i>Cellular Digital Packet Data</i>
CDVCC	<i>Coded Digital Verification Color Code</i>
CHAN	<i>Channel Assignment Code</i>
CPE	<i>Coded Partial Echo</i>
CSFP	<i>Coded Superframe Phase</i>
DCC	<i>Digital Color Code</i>
DCCH	<i>Digital Control Channel</i>
DMS	<i>Digital Multiplex Switch</i>
DQPSK	<i>Diferential Quadrature Phase Shift Keying</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
DTC	<i>Digital Traffic Channel</i>
EIA	<i>Electronics Industry Association</i>
ERP	<i>Effective Radiated Power</i>
FBCCH	<i>Fast Broadcast Channel</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FDTCH	<i>Forward Digital Traffic Channel</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FOCC	<i>Forward Control Channel</i>
FOVCH	<i>Forward Voice Channel</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
GOS	<i>Grade of Service</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HCS	<i>Hierarchical Cell Structure</i>
HLR	<i>Home Location Register</i>
HOTL	<i>Hand-off Threshold</i>
IS	<i>Interim Standard</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LR	<i>Locate Receiver</i>

MAHO	<i>Mobile Asisted Hand-Off</i>
MIN	<i>Mobile Identification Number</i>
MSC	<i>Mobile Switching Center</i>
MTSO	<i>Mobile Telephone Switching Office</i>
MTX	<i>Mobile Telephone Exchange</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PCM	<i>Pulse Code Modulation</i>
PCS	<i>Personal Communications System</i>
PSTN	<i>Public Switching Telephone Network</i>
R/N	<i>Received / Not received</i>
RDTCH	<i>Reverse Digital Traffic Channel</i>
RECC	<i>Reverse Control Channel</i>
REVCH	<i>Reverse Voice Channel</i>
RSL	<i>Received Signal Level</i>
RSSI	<i>Received Signal Strength Indicator</i>
RSV	<i>Reserved</i>
SACCH	<i>Slow Associated Control Channel</i>
SAT	<i>Supervisory Audio Tone</i>
SCC	<i>SAT Color Code</i>
SCF	<i>Shared Channel Feedback</i>
SCM	<i>Station Class Mark</i>
SEN	<i>Serial Electronic Number</i>
SMS	<i>Short Message Service</i>
ST	<i>Signaling Tone</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TIA	<i>Telecommunications Industry Association</i>
UIT	<i>Unión Internacional de Telecomunicaciones</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VLR	<i>Visitor Location Register</i>
VMAC	<i>Voice Mobile Attenuation Code</i>
WAP	<i>Wireless Application Protocol</i>

BIBLIOGRAFÍA

LIBROS Y MANUALES

- [1] PADILLA, Washington. Control y Optimización de una Central de Conmutación Celular, Tomo I. Primera Edición. EPN. Quito – Ecuador. 2000.
- [2] PADILLA, Washington. Control y Optimización de una Central de Conmutación Celular, Tomo II. Primera Edición. EPN. Quito – Ecuador. 2000.
- [3] MUNDO ELECTRÓNICO. Telecomunicaciones Móviles. Segunda Edición. Editorial Alfaomega – Marcombo. Mexico. 1999.
- [4] HARTE, Lawrence; JACOBS, Charles; SMITH, Adrian. IS-136 TDMA Technology, Economics, and Services. Primera Edición. Editorial Hardcover. Publicado por Artech House. U.S.A.. 1998.
- [5] HARTE, Lawrence. Dual Mode Cellular. Primera Edición. Editorial Hardcover. Publicado por Steiner Pub Co. U.S.A.. 1991.
- [6] COUGH, León. Sistemas de Comunicaciones Digitales y Analógicos. Quinta Edición. Editorial Prentice-Hall. 1998.
- [7] RAPPAPORT, Theodore. Wireless Communicaions: Principles and Practices. Segunda Edición. Editorial Prentice Hall. 2001.
- [8] LARA, Domingo; MUÑOZ, David; ROSAS Salvador. Sistemas de Comunicación Móvil. Primera Edición. Editorial Alfaomega. México. 1992.
- [9] GALINDO, Edwin. Probabilidad y Estadística para Ingeniería y Administración. Primera Edición. Editorial Centro de Matemática – Universidad Central del Ecuador. Ecuador. 1996.

- [10] BOYLESTAD, Robert. *Electrónica: Teoría de Circuitos*. Cuarta Edición. Editorial Prentice-Hall. México. 1997.
- [11] KAUFMAN, Milton; SEIDMAN, Arthur. *Handbook of Electronics Calculations for Engineers and Technicians*. Primera Edición. Editorial McGraw-Hill. U.S.A.. 1979.
- [12] TOCCI, Ronald. *Sistemas Digitales Principios y Aplicaciones*. Tercera Edición. Editorial Prentice-Hall. México. 1996.

ARTÍCULOS

- [13] SOLANO, Marco; ASETA. Escenario Para las IMT-2000 en los Países Andinos. Servicios de Telecomunicaciones Inalámbricos OSIPTEL. Perú. 2001.
- [14] GOODMAN, David; DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING POLYTECHNIC UNIVERSITY. Analog Cellular Communications. *Wireless Personal Communications Systems*. 2001.
- [15] GOODMAN, David; DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING POLYTECHNIC UNIVERSITY. North American TDMA Interim Standard 136. *Wireless Personal Communications Systems*. 2001.
- [16] PILEGI, José; CONATEL. Foro Hispano Andino de Nuevas Tecnologías de la Información y de la Comunicación. Marco Regulatorio de las Telecomunicaciones. Licencias, Acceso e Interconexión, Servicio Universal, Gestión del Espectro Radioléctrico. Ecuador. 2001.
- [17] GUERRERO, Luis; UDLA. Capítulo 1: Repaso de AMPS e Introducción a la Tecnología Celular Digital. *Sistemas de Comunicación*. México. 2000.

- [18] GUERRERO, Luis; UDLA. Capítulo 2: Elementos del Sistema de Comunicación Celular. Sistemas de Comunicación. México. 2000.
- [19] GUERRERO, Luis; UDLA. Capítulo 3: El Sistema Norteamericano Dual AMPS – TDMA. Sistemas de Comunicación. México. 2000.
- [20] GUERRERO, Luis; UDLA. Capítulo 5: Modelos de Propagación de RF. Sistemas de Comunicación. México. 2000.
- [21] SHIAW, Victor; LIN, Jong; UNIVERSITY OF CALIFORNIA. Channel Coding and Power Control for FH/CDMA Radios. Los Angeles. 1995.
- [22] FATEMEH, Fakhraie; Current Wireless Standards. Wireless Transmission Technologies. 1995.
- [23] FATEMEH, Fakhraie; Wireless Evolution Overview. Wireless Transmission Technologies. 1995.
- [24] PAWATE, B.I.; MANSOOR, Chishtie; TEXAS INSTRUMENTS. Digital Cellular Phone: A Functional Analysis. Digital Signal Processing Applications – Semiconductor Group. 1994.
- [25] SVENSSON, Arne; IEEE Transactions on Communications. Error Probability Analysis for Continuous Phase Modulation with Viterbi Detection on a Gaussian Channel in Multiple Signal Interference. Marzo 1989.
- [26] RITTER, Terry; Random Noise Sources. Experiments. 1999.
- [27] KAHABKA, Marc; WANDEL & GOLTERMANN. Fundamentals and GSM Testing. 1998.
- [28] SMITH, Suzanne; TWS INC. AUDIO QUALITY. Wireless Engineering ComForum. Dallas. 1998.

DIRECCIONES ELECTRÓNICAS

- [29] ITU. <http://www.itu/home/>
- [30] CONATEL. <http://www.conatel.gov.ec/>
- [31] SUPTTEL. <http://www.supertel.gov.ec/>
- [32] SENATEL. <http://www.conatel.gov.ec/senatel.htm>
- [33] PORTA. <http://www.porta.com.ec/>
- [34] BELLSOUTH. <http://www.bellsouth.com.ec/>
- [35] MAXIM. <http://www.maxim.com./>
- [36] MOTOROLA. <http://www.motorola.com/>
- [37] NOKIA. <http://www.nokia.com./>
- [38] AUDIOVOX. <http://www.audiovox.com./>
- [39] SIEMENS. <http://www.siemens.com./>
- [40] ERICSSON. <http://www.ericsson.com./>
- [41] NATIONAL SEMICONDUCTOR. <http://www.national.com./>

ANEXO A:
FUNDAMENTOS DE GEOMETRÍA CELULAR
HEXAGONAL^[8]

FUNDAMENTOS DE GEOMETRÍA CELULAR HEXAGONAL^[8]

En este anexo se demostrarán las *Ecuaciones 1.6, 1.7 y 1.8* del presente proyecto.

Considérese la *Figura A.1*, en la que se muestra un grupo de células. Se introduce un sistema de coordenadas con los ejes que se interceptan formando un ángulo de 60° .

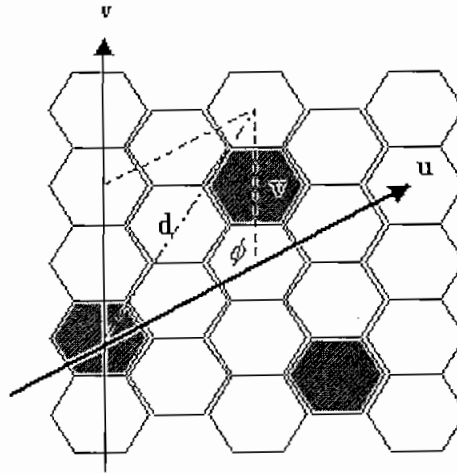


Figura A.1.- Sistema de coordenadas para la geometría celular hexagonal

De la *Figura A.1* y de la ley de cosenos, la distancia d al punto P es:

$$d^2 = v^2 + u^2 - 2.v.u.\cos \phi \quad [A.1]$$

Donde: $\phi = 120^\circ$
 $\cos \phi = -1/2$

Por lo que la *Ecuación A.1* queda:

$$d^2 = v^2 + u^2 + v.u$$

En general, la distancia entre dos puntos: P_0 situado en (u_1, v_1) y P_1 situado en (u_2, v_2) es:

$$d_{12}^2 = (u_2 - u_1)^2 + (u_2 - u_1)(v_2 - v_1) + (v_2 - v_1)^2 \quad [A.2]$$

Se debe considerar, en este sistema de coordenadas, a la distancia entre los centros de las dos células adyacentes como una unidad; y, como se muestra en la *Figura A.2* esto puede relacionarse con el radio de las células (R) de la siguiente manera:

$$r^2 = R^2 - R^2/4$$

$$r^2 = R^2 \cdot 3/4$$

$$R = 2 \cdot r / \sqrt{3}$$

Y, como en este sistema de coordenadas $2r$ es igual a 1, entonces:

$$R = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad [A.3]$$

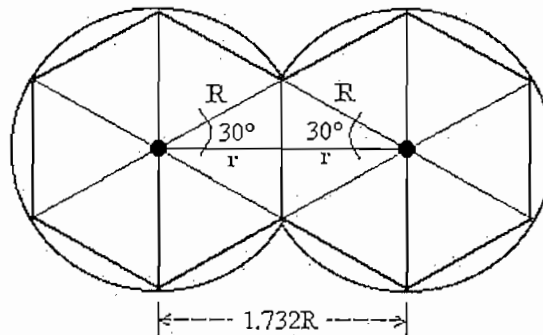


Figura A.2.- Determinación del radio de las células en el sistema de coordenadas propuesto

Ya que, la localización de células que utiliza el mismo grupo de canales se hace mediante los parámetros de corrimiento (i, j) , de la *Ecuación A.2* se puede deducir la distancia D de reuso de frecuencias así:

$$D = \sqrt{i^2 + ij + j^2} \quad [A.4]$$

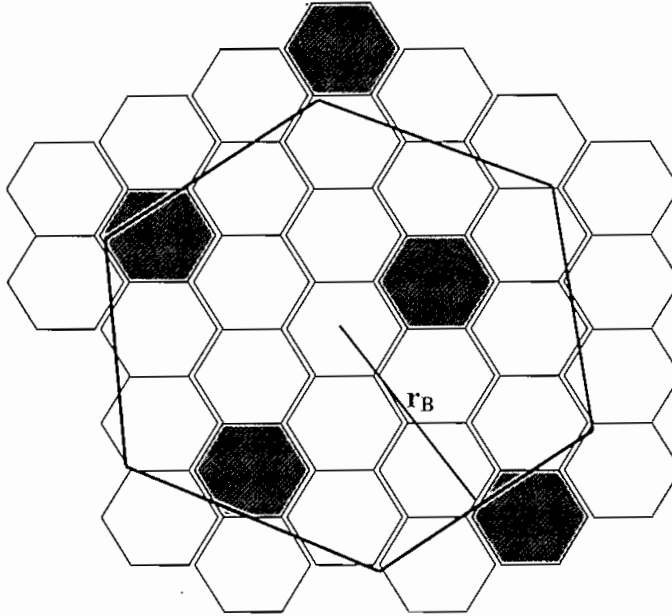


Figura A.3.- Figura auxiliar para obtener el número de células por bloque

En la *Figura A.3* se puede ver cómo puede cubrirse un área atendida por pequeñas células bastante mayores. Estas células cubren el área sin traslapes y, como se muestra, abarcan el área de un grupo de células que utilizan todo el espectro de frecuencias disponible (bloque de células). De la *Figura A.3* el área de un bloque de células puede obtenerse así:

$$A_B = c \cdot R_B^2 \quad [A.5]$$

Donde: $c = \frac{3\sqrt{3}}{2}$

$$2 \cdot r_B = D$$

$$R = 2 \cdot r_B / \sqrt{3}$$

De las ecuaciones anteriores, y de las *Ecuaciones A.4* y *A.5* resulta:

$$A_B = c \cdot (i^2 + ij + j^2) / 3 \quad [A.6]$$

Y, para el caso de las células pequeñas, el área a partir de la *Ecuación A.3* es:

$$A_c = c.R^2 = c/3 \quad [A.7]$$

Combinando las *Ecuaciones* A.6 y A.7, el número de células por bloque es:

$$N = i^2 + ij + j^2 \quad [A.8]$$

Y, el factor de reducción de interferencia entre canales de las misma frecuencia, se deduce de las *Ecuaciones* A.3, A.4 y A.8, resultando:

$$\frac{D}{R} = \sqrt{3N} \quad [A.9]$$

ANEXO B:
CANALIZACIÓN

PLAN DE FRECUENCIAS CON 21 CANALES DE SEPARACIÓN PARA AMPS Y TDMA

B.1. BANDA A

A1	B1	C1	D1	E1	F1	G1	A2	B2	C2	D2	E2	F2	G2	A3	B3	C3	D3	E3	F3	G3
316	317	318	319	320	321	322	323	324	325	326	327	328	329	330	331	332	333	313	314	315
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84
85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	103	104	105
106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126
127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147
148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168
169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189
190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209	210
211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229	230	231
232	233	234	235	236	237	238	239	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252
253	254	255	256	257	258	259	260	261	262	263	264	265	266	267	268	269	270	271	272	273
274	275	276	277	278	279	280	281	282	283	284	285	286	287	288	289	290	291	292	293	294
295	296	297	298	299	300	301	302	303	304	305	306	307	308	309	310	311	312			
	667	668	669	670	671	672	673	674	675	676	677	678	679	680	681	682	683	684	685	686
687	688	689	690	691	692	693	694	695	696	697	698	699	700	701	702	703	704	705	706	707
708	709	710	711	712	713	714	715	716	717	718	719	720	721	722	723	724	725	726	727	728
1003	1004	1005	1006	1007	1008	1009	1010	1011	1012	1013	1014	1015	1016	1017	1018	1019	1020	1021	1022	1023

Tabla B.1.- Distribución de canales en la Banda A

Aquí se puede ver la distribución tanto de los canales de control como de voz en la Banda A para un sistema celular ya sea AMPS ó TDMA, ya que esta distribución es compatible para estos dos tipos de tecnologías, considerando que en TDMA la capacidad es tres veces mayor que en AMPS debido a que por cada canal de voz en AMPS se puede tener tres canales de voz en TDMA.

Continuando con el detalle de la *Tabla B.1*, en la primera fila se indica el grupo que identifica a cada célula ó sector, en la segunda se encuentran los canales de control, esto sí exclusivamente para el sistema celular AMPS, ya que en el sistema TDMA IS-136 el canal de control puede ser cualquier canal (esto se lo discute ampliamente en el capítulo 1). Continuando con el detalle de los canales hay que decir que las filas restantes pertenecen a los canales de voz y por último se puede notar que en un plan de frecuencias con 21 canales de separación, para cada grupo se asigna en promedio 20 canales de radiofrecuencia.

B.2. BANDA B

A1	B1	C1	D1	E1	F1	G1	A2	B2	C2	D2	E2	F2	G2	A3	B3	C3	D3	E3	F3	G3
334	335	336	337	338	339	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349	350	351	352	353	354
355	356	357	358	359	360	361	362	363	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374	375
376	377	378	379	380	381	382	383	384	385	386	387	388	389	390	391	392	393	394	395	396
397	398	399	400	401	402	403	404	405	406	407	408	409	410	411	412	413	414	415	416	417
418	419	420	421	422	423	424	425	426	427	428	429	430	431	432	433	434	435	436	437	438
439	440	441	442	443	444	445	446	447	448	449	450	451	452	453	454	455	456	457	458	459
460	461	462	463	464	465	466	467	468	469	470	471	472	473	474	475	476	477	478	479	480
481	482	483	484	485	486	487	488	489	490	491	492	493	494	495	496	497	498	499	500	501
502	503	504	505	506	507	508	509	510	511	512	513	514	515	516	517	518	519	520	521	522
523	524	525	526	527	528	529	530	531	532	533	534	535	536	537	538	539	540	541	542	543
544	545	546	547	548	549	550	551	552	553	554	555	556	557	558	559	560	561	562	563	564
565	566	567	568	569	570	571	572	573	574	575	576	577	578	579	580	581	582	583	584	585
586	587	588	589	590	591	592	593	594	595	596	597	598	599	600	601	602	603	604	605	606
607	608	609	610	611	612	613	614	615	616	617	618	619	620	621	622	623	624	625	626	627
628	629	630	631	632	633	634	635	636	637	638	639	640	641	642	643	644	645	646	647	648
649	650	651	652	653	654	655	656	657	658	659	660	661	662	663	664	665	666			
					717	718	719	720	721	722	723	724	725	726	727	728	729	730	731	732
733	734	735	736	737	738	739	740	741	742	743	744	745	746	747	748	749	750	751	752	753
754	755	756	757	758	759	760	761	762	763	764	765	766	767	768	769	770	771	772	773	774
775	776	777	778	779	780	781	782	783	784	785	786	787	788	789	790	791	792	793	794	795
796	797	798	799																	

Tabla B.2.- Distribución de canales en la Banda B

En la *Tabla B.2*, la primera fila corresponde al grupo que identifica a cada célula ó sector, en la segunda se encuentran los canales de control, que igualmente que en la Banda A son exclusivamente para el sistema celular AMPS, ya que en el sistema TDMA IS-136 el canal de control puede ser cualquier canal (esto se lo discute ampliamente en el capítulo 1). Las filas restantes pertenecen a los canales de voz y por último se puede notar que en un plan de frecuencias con 21 canales de separación, para cada grupo se asigna en promedio 20 canales de radiofrecuencia.

ANEXO C:
TABLA DE DISTRIBUCIÓN NORMAL

TABLA DE DISTRIBUCIÓN NORMAL

normal	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0	0,5	0,50399	0,50798	0,51197	0,51595	0,51994	0,52392	0,5279	0,53188	0,53586
0,1	0,53983	0,5438	0,54776	0,55172	0,55567	0,55962	0,56356	0,56749	0,57142	0,57535
0,2	0,57926	0,58317	0,58706	0,59095	0,59483	0,59871	0,60257	0,60642	0,61026	0,61409
0,3	0,61791	0,62172	0,62552	0,6293	0,63307	0,63683	0,64058	0,64431	0,64803	0,65173
0,4	0,65542	0,6591	0,66276	0,6664	0,67003	0,67364	0,67724	0,68082	0,68439	0,68793
0,5	0,69146	0,69497	0,69847	0,70194	0,7054	0,70884	0,71226	0,71566	0,71904	0,7224
0,6	0,72575	0,72907	0,73237	0,73565	0,73891	0,74215	0,74537	0,74857	0,75175	0,7549
0,7	0,75804	0,76115	0,76424	0,7673	0,77035	0,77337	0,77637	0,77935	0,7823	0,78524
0,8	0,78814	0,79103	0,79389	0,79673	0,79955	0,80234	0,80511	0,80785	0,81057	0,81327
0,9	0,81594	0,81859	0,82121	0,82381	0,82639	0,82894	0,83147	0,83398	0,83646	0,83891
1	0,84134	0,84375	0,84614	0,84849	0,85083	0,85314	0,85543	0,85769	0,85993	0,86214
1,1	0,86433	0,8665	0,86864	0,87076	0,87286	0,87493	0,87698	0,879	0,881	0,88298
1,2	0,88493	0,88686	0,88877	0,89065	0,89251	0,89435	0,89617	0,89796	0,89973	0,90147
1,3	0,9032	0,9049	0,90658	0,90824	0,90988	0,91149	0,91308	0,91466	0,91621	0,91774
1,4	0,91924	0,92073	0,9222	0,92364	0,92507	0,92647	0,92785	0,92922	0,93056	0,93189
1,5	0,93319	0,93448	0,93574	0,93699	0,93822	0,93943	0,94062	0,94179	0,94295	0,94408
1,6	0,9452	0,9463	0,94738	0,94845	0,9495	0,95053	0,95154	0,95254	0,95352	0,95449
1,7	0,95543	0,95637	0,95728	0,95818	0,95907	0,95994	0,9608	0,96164	0,96246	0,96327
1,8	0,96407	0,96485	0,96562	0,96638	0,96712	0,96784	0,96856	0,96926	0,96995	0,97062
1,9	0,97128	0,97193	0,97257	0,9732	0,97381	0,97441	0,975	0,97558	0,97615	0,9767
2	0,97725	0,97778	0,97831	0,97882	0,97932	0,97982	0,9803	0,98077	0,98124	0,98169
2,1	0,98214	0,98257	0,983	0,98341	0,98382	0,98422	0,98461	0,985	0,98537	0,98574
2,2	0,9861	0,98645	0,98679	0,98713	0,98745	0,98778	0,98809	0,9884	0,9887	0,98899
2,3	0,98928	0,98956	0,98983	0,9901	0,99036	0,99061	0,99086	0,99111	0,99134	0,99158
2,4	0,9918	0,99202	0,99224	0,99245	0,99266	0,99286	0,99305	0,99324	0,99343	0,99361
2,5	0,99379	0,99396	0,99413	0,9943	0,99446	0,99461	0,99477	0,99492	0,99506	0,9952
2,6	0,99534	0,99547	0,9956	0,99573	0,99585	0,99598	0,99609	0,99621	0,99632	0,99643
2,7	0,99653	0,99664	0,99674	0,99683	0,99693	0,99702	0,99711	0,9972	0,99728	0,99736
2,8	0,99744	0,99752	0,9976	0,99767	0,99774	0,99781	0,99788	0,99795	0,99801	0,99807
2,9	0,99813	0,99819	0,99825	0,99831	0,99836	0,99841	0,99846	0,99851	0,99856	0,99861
3	0,99865	0,99869	0,99874	0,99878	0,99882	0,99886	0,99889	0,99893	0,99896	0,999
3,1	0,99903	0,99906	0,9991	0,99913	0,99916	0,99918	0,99921	0,99924	0,99926	0,99929
3,2	0,99931	0,99934	0,99936	0,99938	0,9994	0,99942	0,99944	0,99946	0,99948	0,9995
3,3	0,99952	0,99953	0,99955	0,99957	0,99958	0,9996	0,99961	0,99962	0,99964	0,99965
3,4	0,99966	0,99968	0,99969	0,9997	0,99971	0,99972	0,99973	0,99974	0,99975	0,99976
3,5	0,99977	0,99978	0,99978	0,99979	0,9998	0,99981	0,99981	0,99982	0,99983	0,99983
3,6	0,99984	0,99985	0,99985	0,99986	0,99986	0,99987	0,99987	0,99988	0,99988	0,99989
3,7	0,99989	0,9999	0,9999	0,9999	0,99991	0,99991	0,99992	0,99992	0,99992	0,99992
3,8	0,99993	0,99993	0,99993	0,99994	0,99994	0,99994	0,99994	0,99995	0,99995	0,99995
3,9	0,99995	0,99995	0,99996	0,99996	0,99996	0,99996	0,99996	0,99996	0,99997	0,99997
4	0,99997	0,99997	0,99997	0,99997	0,99997	0,99997	0,99998	0,99998	0,99998	0,99998

Tabla C.1.- Puntos porcentuales de la distribución Normal

normal	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
-4	0,00003	0,00003	0,00003	0,00003	0,00003	0,00003	0,00002	0,00002	0,00002	0,00002
-3,9	0,00005	0,00005	0,00004	0,00004	0,00004	0,00004	0,00004	0,00004	0,00003	0,00003
-3,8	0,00007	0,00007	0,00007	0,00006	0,00006	0,00006	0,00006	0,00005	0,00005	0,00005
-3,7	0,00011	0,0001	0,0001	0,0001	0,00009	0,00009	0,00008	0,00008	0,00008	0,00008
-3,6	0,00016	0,00015	0,00015	0,00014	0,00014	0,00013	0,00013	0,00012	0,00012	0,00011
-3,5	0,00023	0,00022	0,00022	0,00021	0,0002	0,00019	0,00019	0,00018	0,00017	0,00017
-3,4	0,00034	0,00032	0,00031	0,0003	0,00029	0,00028	0,00027	0,00026	0,00025	0,00024
-3,3	0,00048	0,00047	0,00045	0,00043	0,00042	0,0004	0,00039	0,00038	0,00036	0,00035
-3,2	0,00069	0,00066	0,00064	0,00062	0,0006	0,00058	0,00056	0,00054	0,00052	0,0005
-3,1	0,00097	0,00094	0,0009	0,00087	0,00084	0,00082	0,00079	0,00076	0,00074	0,00071
-3	0,00135	0,00131	0,00126	0,00122	0,00118	0,00114	0,00111	0,00107	0,00104	0,001
-2,9	0,00187	0,00181	0,00175	0,00169	0,00164	0,00159	0,00154	0,00149	0,00144	0,00139
-2,8	0,00256	0,00248	0,0024	0,00233	0,00226	0,00219	0,00212	0,00205	0,00199	0,00193
-2,7	0,00347	0,00336	0,00326	0,00317	0,00307	0,00298	0,00289	0,0028	0,00272	0,00264
-2,6	0,00466	0,00453	0,0044	0,00427	0,00415	0,00402	0,00391	0,00379	0,00368	0,00357
-2,5	0,00621	0,00604	0,00587	0,0057	0,00554	0,00539	0,00523	0,00508	0,00494	0,0048
-2,4	0,0082	0,00798	0,00776	0,00755	0,00734	0,00714	0,00695	0,00676	0,00657	0,00639
-2,3	0,01072	0,01044	0,01017	0,0099	0,00964	0,00939	0,00914	0,00889	0,00866	0,00842
-2,2	0,0139	0,01355	0,01321	0,01287	0,01255	0,01222	0,01191	0,0116	0,0113	0,01101
-2,1	0,01786	0,01743	0,017	0,01659	0,01618	0,01578	0,01539	0,015	0,01463	0,01426
-2	0,02275	0,02222	0,02169	0,02118	0,02068	0,02018	0,0197	0,01923	0,01876	0,01831
-1,9	0,02872	0,02807	0,02743	0,0268	0,02619	0,02559	0,025	0,02442	0,02385	0,0233
-1,8	0,03593	0,03515	0,03438	0,03362	0,03288	0,03216	0,03144	0,03074	0,03005	0,02938
-1,7	0,04457	0,04363	0,04272	0,04182	0,04093	0,04006	0,0392	0,03836	0,03754	0,03673
-1,6	0,0548	0,0537	0,05262	0,05155	0,0505	0,04947	0,04846	0,04746	0,04648	0,04551
-1,5	0,06681	0,06552	0,06426	0,06301	0,06178	0,06057	0,05938	0,05821	0,05705	0,05592
-1,4	0,08076	0,07927	0,0778	0,07636	0,07493	0,07353	0,07215	0,07078	0,06944	0,06811
-1,3	0,0968	0,0951	0,09342	0,09176	0,09012	0,08851	0,08692	0,08534	0,08379	0,08226
-1,2	0,11507	0,11314	0,11123	0,10935	0,10749	0,10565	0,10383	0,10204	0,10027	0,09853
-1,1	0,13567	0,1335	0,13136	0,12924	0,12714	0,12507	0,12302	0,121	0,119	0,11702
-1	0,15866	0,15625	0,15386	0,15151	0,14917	0,14686	0,14457	0,14231	0,14007	0,13786
-0,9	0,18406	0,18141	0,17879	0,17619	0,17361	0,17106	0,16853	0,16602	0,16354	0,16109
-0,8	0,21186	0,20897	0,20611	0,20327	0,20045	0,19766	0,19489	0,19215	0,18943	0,18673
-0,7	0,24196	0,23885	0,23576	0,2327	0,22965	0,22663	0,22363	0,22065	0,2177	0,21476
-0,6	0,27425	0,27093	0,26763	0,26435	0,26109	0,25785	0,25463	0,25143	0,24825	0,2451
-0,5	0,30854	0,30503	0,30153	0,29806	0,2946	0,29116	0,28774	0,28434	0,28096	0,2776
-0,4	0,34458	0,3409	0,33724	0,3336	0,32997	0,32636	0,32276	0,31918	0,31561	0,31207
-0,3	0,38209	0,37828	0,37448	0,3707	0,36693	0,36317	0,35942	0,35569	0,35197	0,34827
-0,2	0,42074	0,41683	0,41294	0,40905	0,40517	0,40129	0,39743	0,39358	0,38974	0,38591
-0,1	0,46017	0,4562	0,45224	0,44828	0,44433	0,44038	0,43644	0,43251	0,42858	0,42465
0	0,5	0,49601	0,49202	0,48803	0,48405	0,48006	0,47608	0,4721	0,46812	0,46414

Tabla C.1.- Puntos porcentuales de la distribución Normal (continuación)

ANEXO D:
ANTENA DE RADIOFRECUENCIA ERICSSON CR-4403 ^[40]

ANTENA DE RADIOFRECUENCIA

CR-4403:

Impedance: 50Ω

V.S.W.R.: 2.0:1 less

Gain: 2.5dB

Height: 4"

Frequency: A , E , G

Connector : Diameter 3.62

Applicability: ERICSSON 237

337 / 388 628 / 688(L)



CR - 4403

ANEXO E:
AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA MOTOROLA
MHL9236M ^[36]

The RF Line

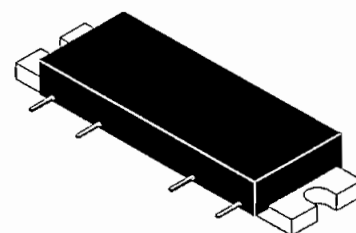
Cellular Band RF Linear LDMOS Amplifiers

Designed for ultra-linear amplifier applications in 50 ohm systems operating in the cellular frequency band. A silicon FET Class A design provides outstanding linearity and gain. In addition, the excellent group delay and phase linearity characteristics are ideal for the most demanding analog or digital modulation systems, such as TDMA, CDMA or QPSK.

- Third Order Intercept: 47 dBm Typ
- Power Gain: 30.5 dB Typ (@ $f = 880$ MHz)
- Excellent Phase Linearity and Group Delay Characteristics
- Ideal for Feedforward Base Station Applications
- For Use in TDMA, CDMA, QPSK or Analog Systems

MHL9236 MHL9236M

800–960 MHz
2.5 W, 30.5 dB
RF LINEAR LDMOS AMPLIFIERS



CASE 301AP-02, STYLES 1, 2

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V_{DD}	30	Vdc
RF Input Power	P_{in}	+10	dBm
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Operating Case Temperature Range	T_C	-20 to +100	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{DD} = 26$ Vdc, $T_C = 25^\circ\text{C}$; 50 Ω System)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Supply Current	I_{DD}	—	550	620	mA
Power Gain (f = 880 MHz)	G_p	29.5	30.5	31.5	dB
Gain Flatness (f = 800–960 MHz)	G_F	—	0.1	0.3	dB
Power Output @ 1 dB Comp. (f = 880 MHz)	P_{out} 1 dB	33.0	34.0	—	dBm
Input VSWR (f = 800–960 MHz)	$VSWR_{in}$	—	1.2:1	1.5:1	
Output VSWR (f = 800–960 MHz)	$VSWR_{out}$	—	1.2:1	1.5:1	
Third Order Intercept (f1 = 879 MHz, f2 = 884 MHz)	ITO	46.0	47.0	—	dBm
Noise Figure (f = 800–960 MHz)	NF	—	3.5	4.5	dB

TYPICAL CHARACTERISTICS

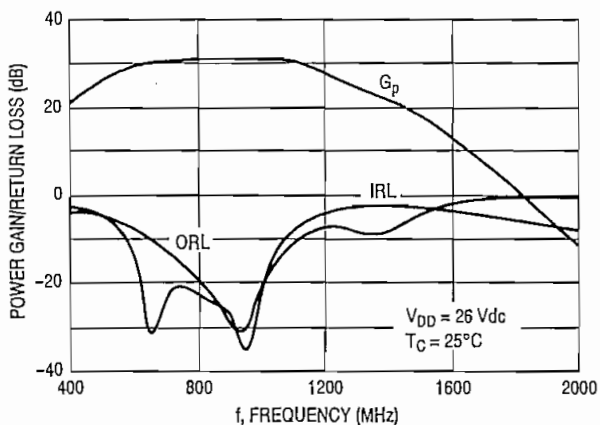


Figure 1. Power Gain, Input Return Loss, Output Return Loss versus Frequency

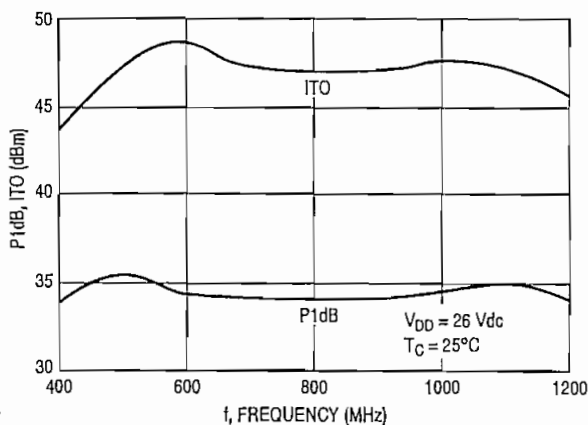


Figure 2. P1dB, ITO versus Frequency

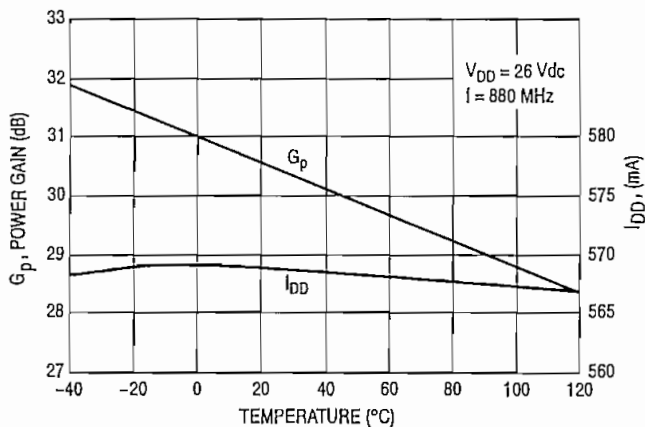


Figure 3. Power Gain, I_{DD} versus Temperature

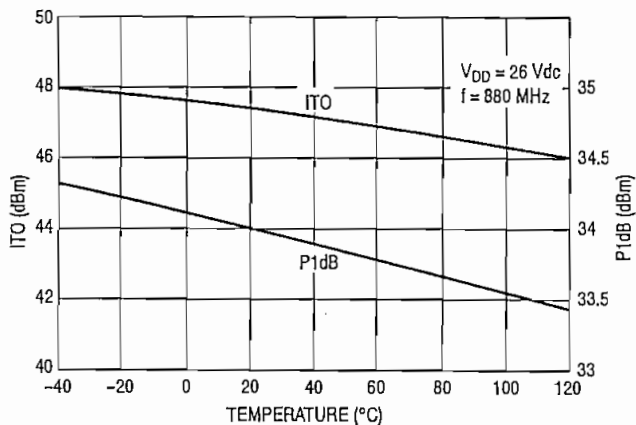


Figure 4. ITO, P1dB versus Temperature

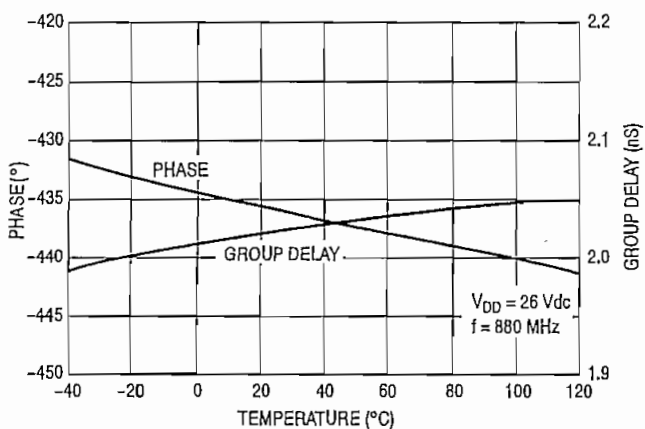


Figure 5. Phase⁽¹⁾, Group Delay⁽¹⁾ versus Temperature
(¹)In Production Test Fixture

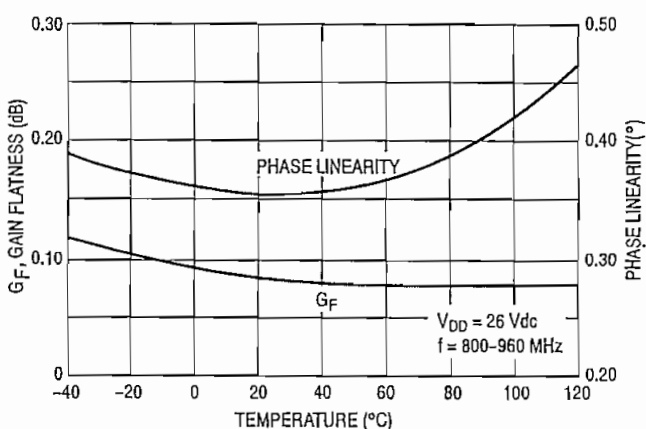


Figure 6. Gain Flatness, Phase Linearity versus Temperature

TYPICAL CHARACTERISTICS

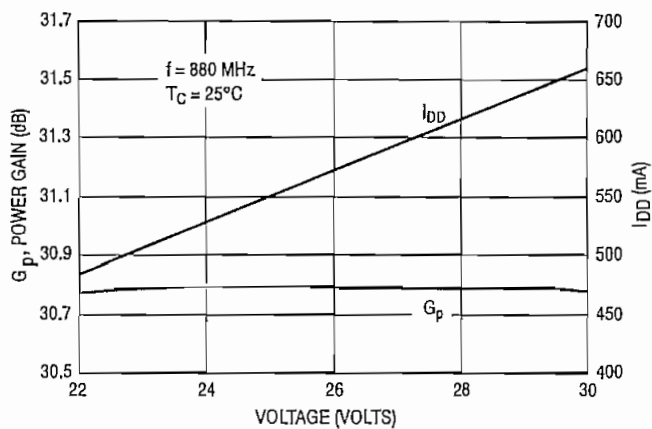


Figure 7. Power Gain, I_{DD} versus Voltage

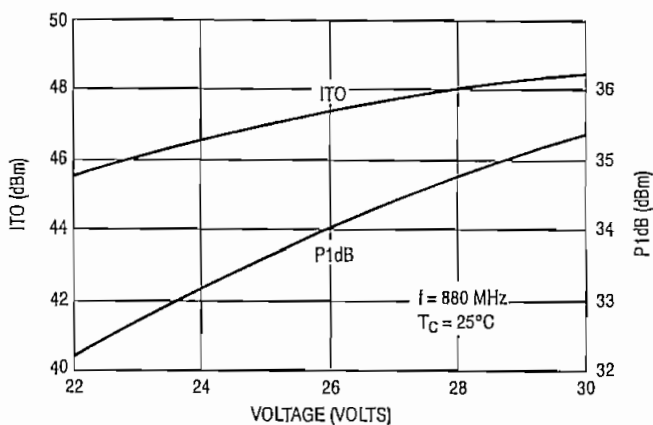


Figure 8. ITO, P1dB versus Voltage

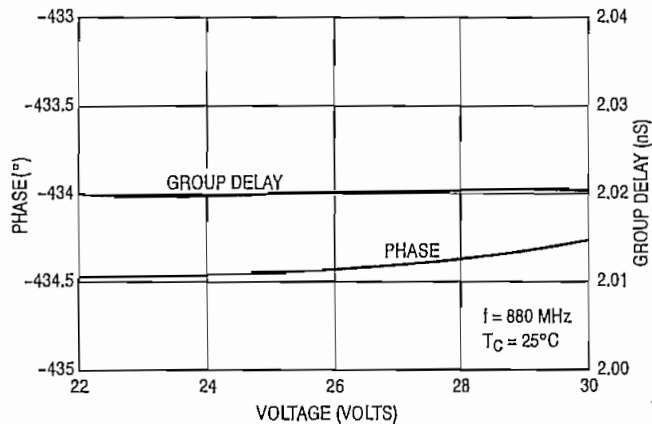


Figure 9. Phase⁽¹⁾, Group Delay⁽¹⁾ versus Voltage
⁽¹⁾In Production Test Fixture

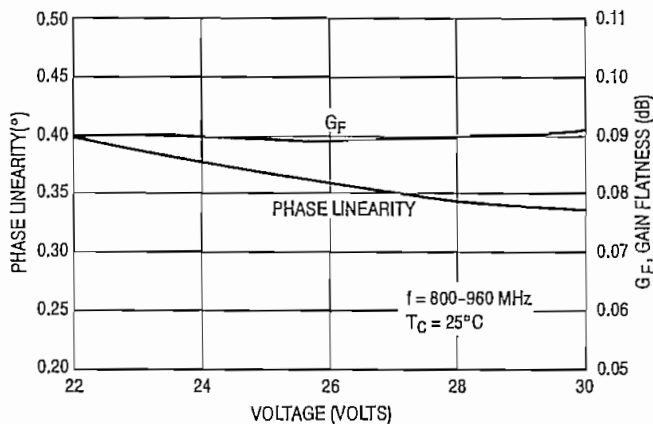
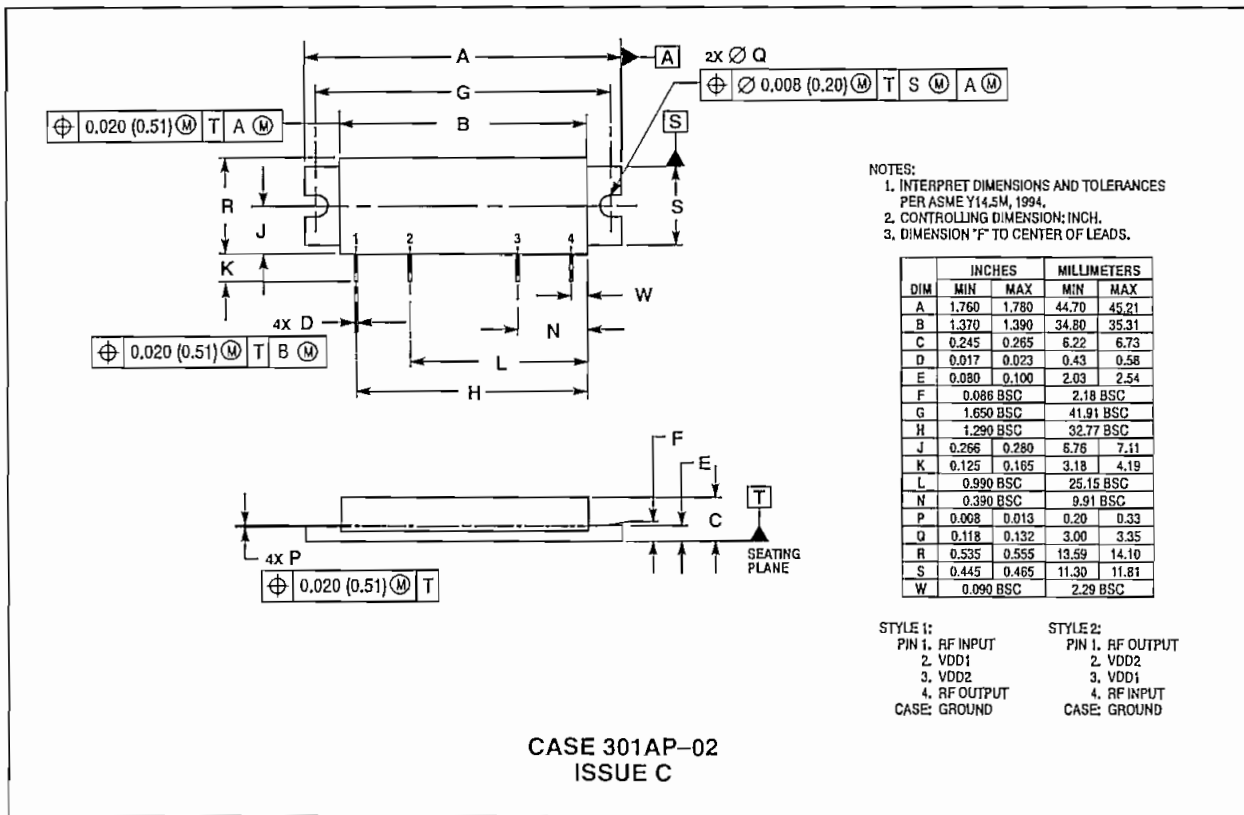


Figure 10. Phase Linearity, Gain Flatness versus Voltage

PACKAGE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. MOTOROLA and the logo are registered in the US Patent & Trademark Office. All other product or service names are the property of their respective owners.

© Motorola, Inc. 2002.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution; P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Motorola Japan Ltd.; SPS, Technical Information Center, 3-20-1, Minami-Azabu, Minato-ku, Tokyo 106-8573 Japan. 81-3-3440-3569

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; Silicon Harbour Centre, 2 Dal King Street, Tai Po Industrial Estate, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26668334

Technical Information Center: 1-800-521-6274

HOME PAGE: <http://www.motorola.com/semiconductors/>



ANEXO F:
OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE MAXIM
MAX2622EUA ^[35]

19-1528; Rev 1; 5/00

**EVALUATION KIT MANUAL
FOLLOWS DATA SHEET**

MAXIM

Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

General Description

The MAX2622/MAX2623/MAX2624 self-contained voltage-controlled oscillators (VCOs) combine an integrated oscillator and output buffer in a miniature 8-pin μ MAX package.

The inductor and varactor elements of the tank circuits are integrated on-chip, greatly simplifying application of the part. In addition, the center frequency of oscillation and frequency span are factory preset to provide a guaranteed frequency range versus control voltage. An external tuning voltage controls the oscillation frequency. The output signals are buffered by an amplifier stage matched on-chip to 50Ω .

The MAX2622/MAX2623/MAX2624 operate from a +2.7V to +5.5V supply voltage and require only 8mA of supply current. In shutdown mode, the supply current is reduced to $0.1\mu\text{A}$.

Applications

866MHz to 868MHz European ISM Band (MAX2622)

DECT 1/2 Frequency LO (MAX2623)

902MHz to 928MHz ISM Band, $\pm 10.7\text{MHz}$ IF (MAX2623)

902MHz to 928MHz ISM Band, 45MHz to 70MHz IF (MAX2624)

Features

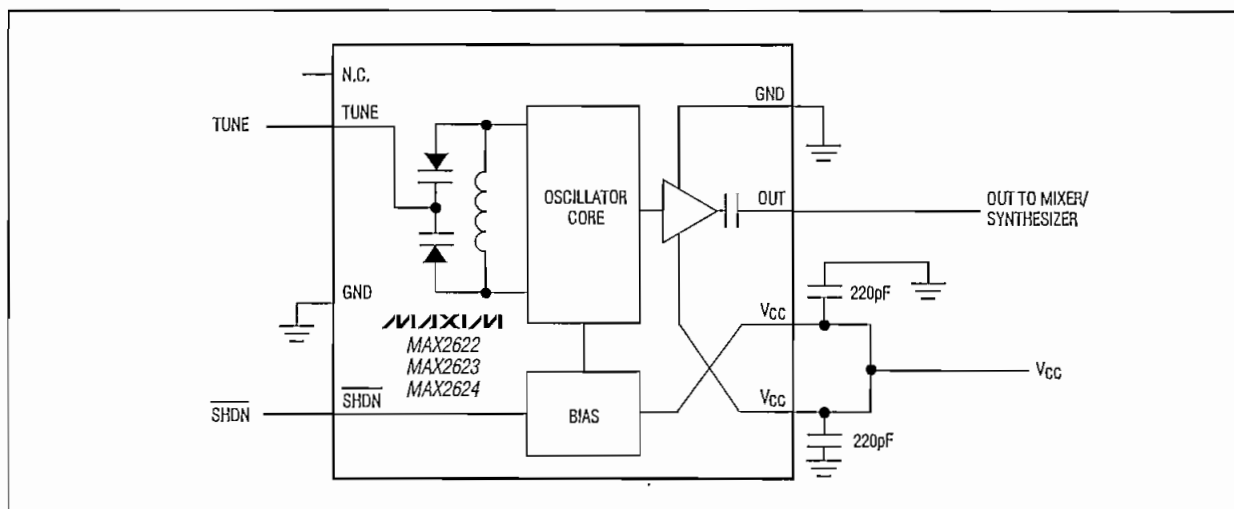
- ◆ Fully Monolithic
- ◆ Guaranteed Performance
- ◆ On-Chip 50Ω Output Match
- ◆ Wide Choice of Frequencies
 - 855MHz to 881MHz (MAX2622)
 - 885MHz to 950MHz (MAX2623)
 - 947MHz to 998MHz (MAX2624)
- ◆ +2.7V to +5.5V Single-Supply Operation
- ◆ Low-Current Shutdown Mode
- ◆ Smaller than Modules (8-Pin μ MAX Package)

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX2622EUA	-40°C to +85°C	8 μ MAX
MAX2623EUA	-40°C to +85°C	8 μ MAX
MAX2624EUA	-40°C to +85°C	8 μ MAX

Pin Configuration appears at end of data sheet.

Typical Operating Circuit



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples and the latest literature, visit www.maxim-ic.com or phone 1-800-998-8800. For small orders, phone 1-800-835-8769.

MAX2622/MAX2623/MAX2624

Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V_{CC} to GND-0.3V to +6V
 TUNE, $\overline{\text{SHDN}}$ to GND-0.3V to (V_{CC} + 0.3V)
 OUT to GND-0.3V to (V_{CC} + 0.6V)
 Continuous Power Dissipation (T_A = +70°C)
 8-Pin μMAX (derate 5.7mW/°C above T_A = +70°C).....457mW

Operating Temperature Range-40°C to +85°C
 Junction Temperature+150°C
 Storage Temperature Range-65°C to +150°C
 Lead Temperature (soldering, 10s)+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Typical Operating Circuit, V_{CC} = +2.7V to +5.5V, V_{TUNE} = 1.4V, V $\overline{\text{SHDN}}$ = 2V, OUT = unconnected, T_A = -40°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at V_{CC} = +3V, T_A = +25°C.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage		2.7		5.5	V
Supply Current			8	11.5	mA
Shutdown Supply Current	V $\overline{\text{SHDN}}$ ≤ 0.6V		0.1	5	μA
$\overline{\text{SHDN}}$ Input Voltage Low				0.6	V
$\overline{\text{SHDN}}$ Input Voltage High		2.0			V
$\overline{\text{SHDN}}$ Input Current Low	V $\overline{\text{SHDN}}$ ≤ 0.6V	-0.5		0.5	μA
$\overline{\text{SHDN}}$ Input Current High	V $\overline{\text{SHDN}}$ ≥ 2.0V	-0.5		0.5	μA
TUNE Input Current	0.4V ≤ V _{TUNE} ≤ 2.4V		0.01		nA

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Typical Operating Circuit, V_{CC} = +2.7V to +5.5V, V_{TUNE} = 0.4V to 2.4V, V $\overline{\text{SHDN}}$ = 2V, T_A = +25°C, unless otherwise noted. Typical values measured at V_{CC} = +3V.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Oscillator Frequency Range	MAX2622, V _{TUNE} = 0.4V to 2.4V, T _A = -40°C to +85°C	855		881	MHz
	MAX2623, V _{TUNE} = 0.4V to 2.4V, T _A = -20°C to +75°C	885		950	
	MAX2624, V _{TUNE} = 0.4V to 2.4V, T _A = -40°C to +85°C	947		998	
Phase Noise	f _{OFFSET} = 100kHz		-101		dBc/Hz
	f _{OFFSET} = 1MHz		-119		
Noise Floor			-151		dBm/Hz
Maximum Tuning Gain (Note 2)	V _{TUNE} = 0.4V to 2.4V		75	100	MHz/V
Output Power	V _{TUNE} = 0.4V (Note 3)		-3		dBm
Return Loss (Note 3)			-10		dB
Harmonics			-27		dBc
Load Pulling	VSWR = 2:1, all phases		0.75		MHz _{p-p}
Supply Pushing	V _{CC} stepped from 2.8V to 3.3V		280		kHz/V

Note 1: Specifications are production tested at T_A = +25°C. Limits over temperature are guaranteed by design and characterization.

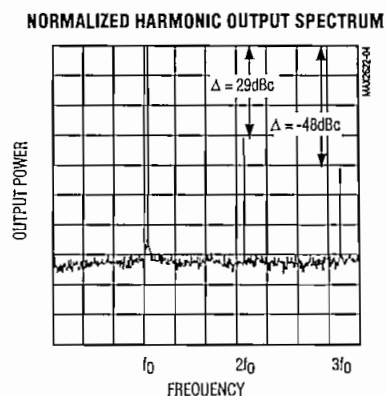
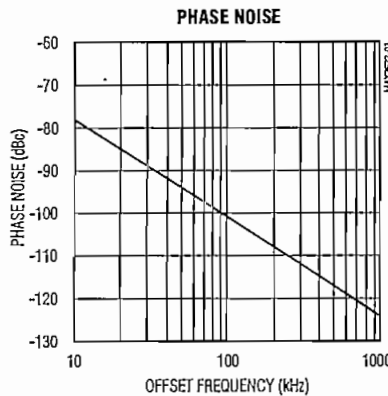
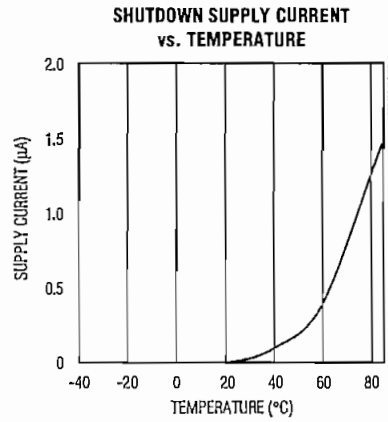
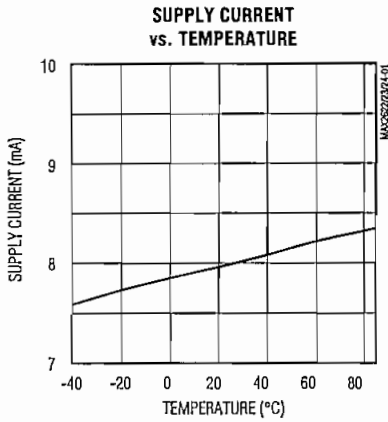
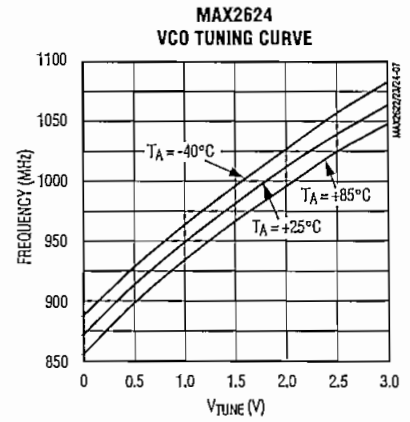
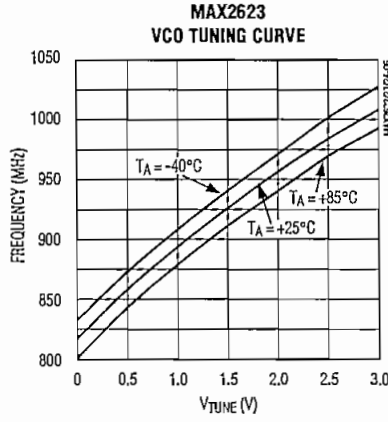
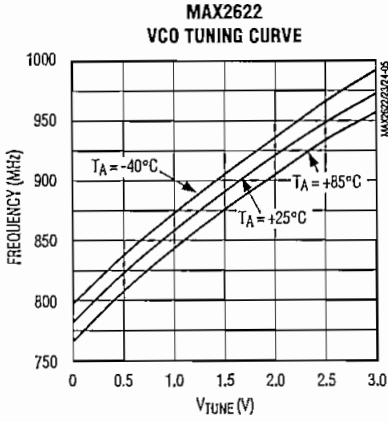
Note 2: Tuning gain is measured at V_{TUNE} = 0.4V with a 0.2V step to 0.6V. At low V_{TUNE}, tuning gain is highest.

Note 3: Measurements taken on MAX262_ EV kit.

Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

Typical Operating Characteristics

($V_{CC} = +3.0V$, $V_{TUNE} = 0.4V$ to $2.4V$, $V_{SHDN} = 2V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



MAX2622/MAX2623/MAX2624

Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	N.C.	No Connection. Not internally connected.
2	TUNE	Oscillator Frequency Tuning Voltage Input. High-impedance input with a voltage input range of 0.4V (low frequency) to 2.4V (high frequency) adjustment.
3	GND	Ground Connection for Oscillator and Biasing. Requires a low-inductance connection to the circuit board ground plane.
4	$\overline{\text{SHDN}}$	Shutdown Logic Input. A high-impedance input logic level low disables the device and reduces supply current to 0.1 μ A. A logic level high enables the device.
5	V _{CC}	Output Buffer DC Supply Voltage Connection. Bypass with a 220pF capacitor to GND for best high-frequency performance.
6	V _{CC}	Bias and Oscillator DC Supply Voltage Connection. Bypass with a 220pF capacitor to GND for low noise and low spurious content performance from the oscillator.
7	OUT	Buffered Oscillator Output
8	GND	Ground Connection for Output Buffer. Requires a low-inductance connection to the circuit board ground plane.

Detailed Description

Oscillator

The MAX2622/MAX2623/MAX2624 VCOs are implemented as an LC oscillator topology, integrating all of the tank components on-chip. This fully monolithic approach provides an extremely easy-to-use VCO, equivalent to a VCO module. The frequency is controlled by a voltage applied to the TUNE pin, which is internally connected to the varactor. The VCO core uses a differential topology to provide a stable frequency versus supply voltage and improve the immunity to load variations. In addition, there is a buffer amplifier following the oscillator core to provide added isolation from load variations and to boost the output power.

Output Buffer

The oscillator signal from the core drives an output buffer amplifier. The amplifier is constructed as a common-emitter stage with an integrated on-chip reactive output match. No external DC blocking capacitor is required, eliminating the need for any external components. The output amplifier has its own V_{CC} and GND pins to minimize load-pulling effects. The amplifier boosts the oscillator signal to a level suitable for driving most RF mixers.

Applications Information

Tune Input

The tuning input is typically connected to the output of the PLL loop filter. The loop filter is presumed to provide an appropriately low-impedance source. It may incorporate an extra RC filter stage to reduce high-frequency noise and spurious signals. Any excess noise on the tuning input is directly translated into FM noise, which can degrade the phase-noise performance of the oscillator. Therefore, it is important to minimize the noise introduced on the tuning input. A simple RC filter with low corner frequency is needed during testing in order to filter the noise present on the voltage source driving the tuning line.

Layout Issues

Always use controlled impedance lines (microstrip, coplanar waveguide, etc.) for high-frequency signals. Always place decoupling capacitors as close to the V_{CC} pins as possible; for long V_{CC} lines, it may be necessary to add additional decoupling capacitors located further from the device. Always provide a low-inductance path to ground, and keep GND vias as close to the device as possible. Thermal reliefs on GND pads are not recommended.

Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

MAX2622/MAX2623/MAX2624

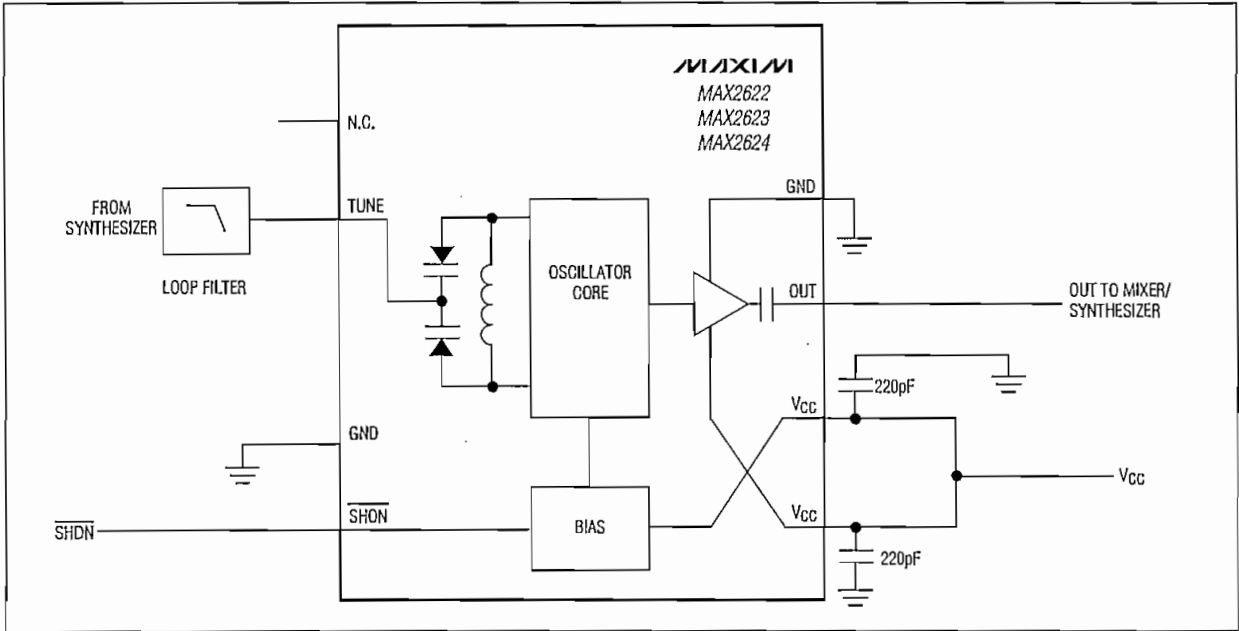
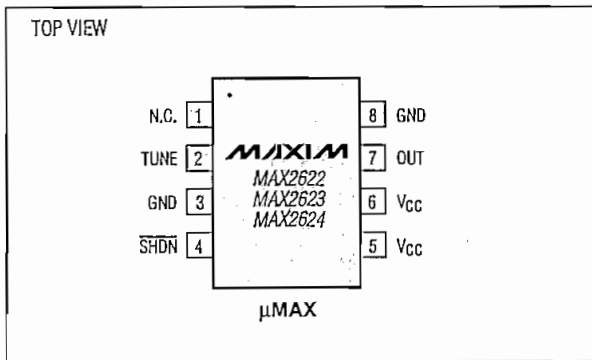


Figure 1. Typical Application Circuit

Pin Configuration



Monolithic Voltage-Controlled Oscillators

Package Information

MAX2622/MAX2623/MAX2624

	INCHES		MILLIMETERS		JEDEC			
	MIN	MAX	MIN	MAX	INCHES	MAX	MILLIMETERS	MAX
A	0.037	0.043	0.94	1.10	---	0.043	---	1.10
A1	0.002	0.006	0.05	0.15	0.002	0.006	0.05	0.15
B	0.010	0.014	0.25	0.36	0.010	0.016	0.25	0.40
C	0.005	0.007	0.13	0.18	0.005	0.009	0.13	0.23
D	0.116	0.120	2.95	3.05	0.114	0.122	2.9	3.1
e	0.0256 BSC		0.65 BSC		0.0256 BSC		0.64 BSC	
E	0.116	0.120	2.95	3.05	0.114	0.122	2.9	3.1
H	0.188	0.198	4.78	5.03	0.193	BSC	4.9	BSC
L	0.016	0.026	0.41	0.66	0.016	0.027	0.40	0.70
α	0°	6°	0°	6°	0°	6°	0°	6°
*X	0.087	0.099	2.210	2.515				
*Y	0.062	0.074	1.575	1.880				

* EXPOSED PAD (Note 5)

81UMAXDLEPS

NOTES:
 1. D&E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 2. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED .15 MM (.006").
 3. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS.
 4. MEETS JEDEC MO-187.
 5. DIMENSIONS X & Y APPLY TO EXPOSED PAD (EP) VERSIONS ONLY. SEE INDIVIDUAL PRODUCT DATASHEET TO DETERMINE IF A PRODUCT USES EXPOSED PAD PACKAGE.
 6. EXPOSED PAD FLUSH WITH BOTTOM OF PACKAGE WITHIN .002".

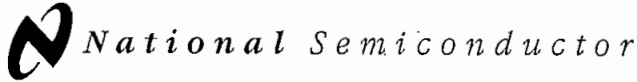
MAXIM

PRELIMINARY INFORMATION

TITLE: PACKAGE OUTLINE, 8L QMAX WITH EP OPTION

APPROVAL	DOCUMENT CONTROL, NO.	REV
	21-0036	H 1/1

ANEXO G:
AMPLIFICADOR OPERACIONAL DUAL NATIONAL
SEMICONDUCTOR LM1458^[41]



August 2000

LM1458/LM1558 Dual Operational Amplifier

General Description

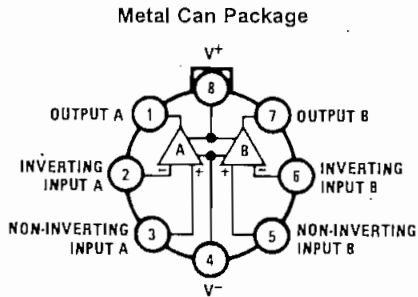
The LM1458 and the LM1558 are general purpose dual operational amplifiers. The two amplifiers share a common bias network and power supply leads. Otherwise, their operation is completely independent.

The LM1458 is identical to the LM1558 except that the LM1458 has its specifications guaranteed over the temperature range from 0°C to +70°C instead of -55°C to +125°C.

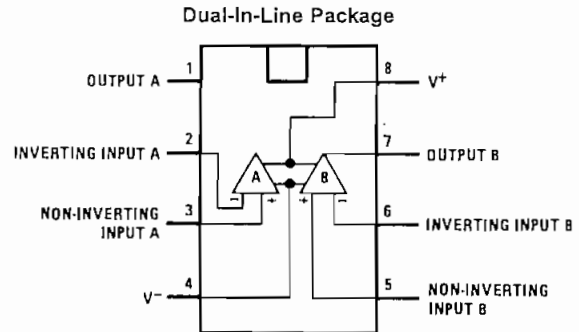
Features

- No frequency compensation required
- Short-circuit protection
- Wide common-mode and differential voltage ranges
- Low-power consumption
- 8-lead can and 8-lead mini DIP
- No latch up when input common mode range is exceeded

Connection Diagrams



Top View
Order Number LM1558H,
LM1558H/883 or LM1458H
See NS Package Number H08C



Top View
Order Number LM1558J/883, LM1458M,
LM1458MX or LM1458N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

(Note 5)

Supply Voltage

LM1558	±22V
LM1458	±18V

Power Dissipation (Note 2)

LM1558H/LM1458H	500 mW
LM1458N	400 mW

Differential Input Voltage

±30V

Input Voltage (Note 3)

±15V

Output Short-Circuit Duration

Continuous

Operating Temperature Range

LM1558	-55°C to +125°C
LM1458	0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

260°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package

Soldering (10 seconds)

260°C

Small Outline Package

Vapor Phase (60 seconds)

215°C

Infrared (15 seconds)

220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD tolerance (Note 6)

300V

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM1558			LM1458			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		1.0	5.0		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		80	200		80	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200	500		200	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.3	1.0		0.3	1.0		M Ω
Supply Current Both Amplifiers	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		3.0	5.0		3.0	5.6	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	160		20	160		V/mV
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			6.0			7.5	mV
Input Offset Current				500			300	nA
Input Bias Current				1.5			0.8	μA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq \text{k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$	±12 ±10	±14 ±13		±12 ±10	±14 ±13		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±12			±12			V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	90		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	77	96		77	96		dB

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM1558 is 150°C, while that of the LM1458 is 100°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient or 20°C/W, junction to case. For the DIP the device must be derated based on a thermal resistance of 187°C/W, junction to ambient.

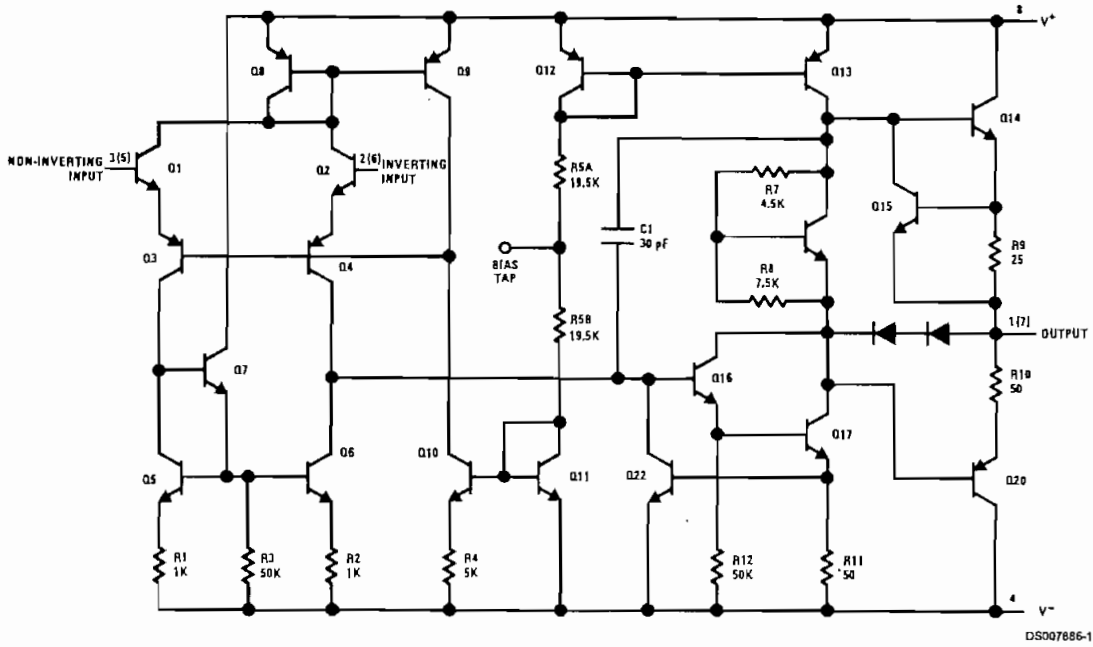
Note 3: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. With the LM1458, however, all specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{V}$.

Note 5: Refer to RETS 1558V for LM1558J and LM1558H military specifications.

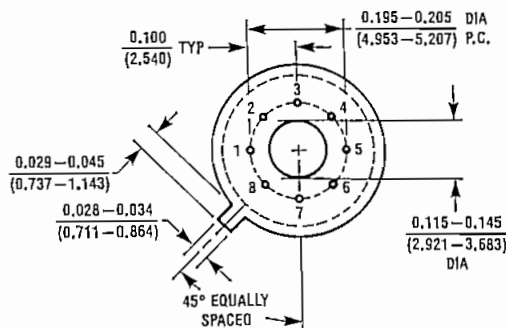
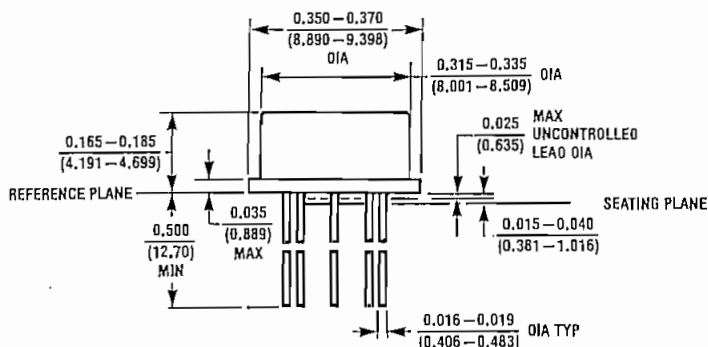
Note 6: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Schematic Diagram



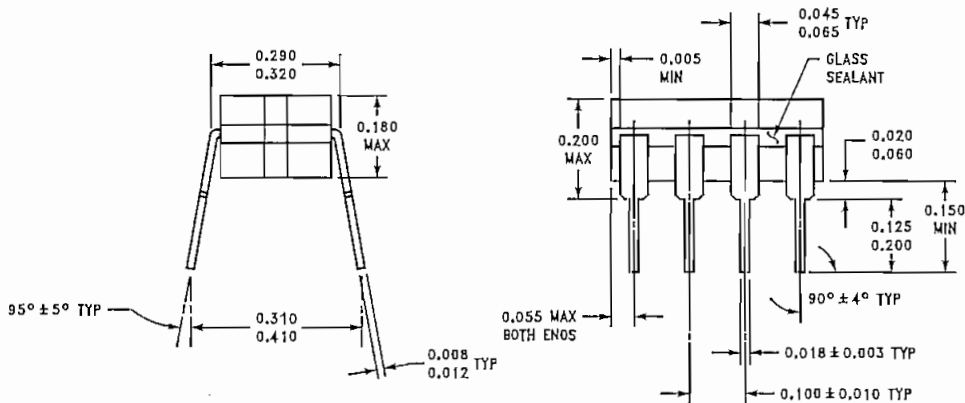
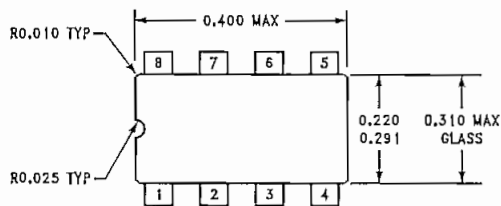
LM1458/LM1558

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



H08C (REV E)

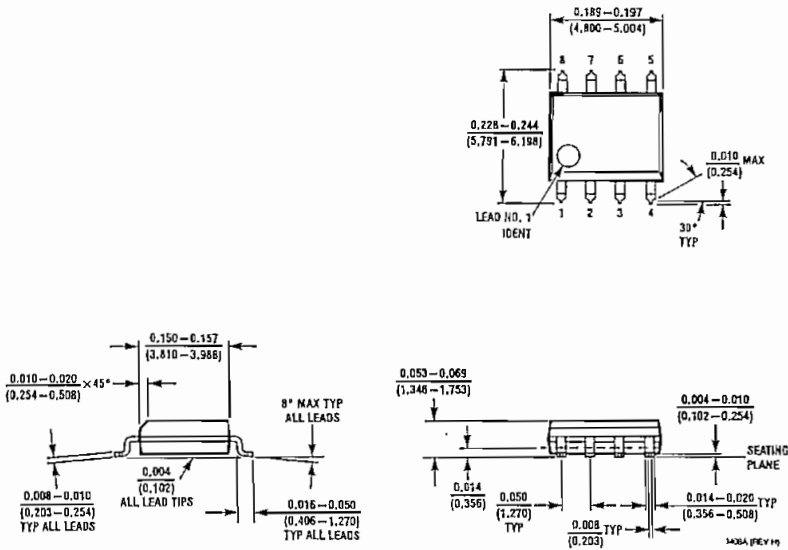
Metal Can Package (H)
 Order Number LM1558H, LM1558H/883 or LM1458H
 NS Package Number H08C



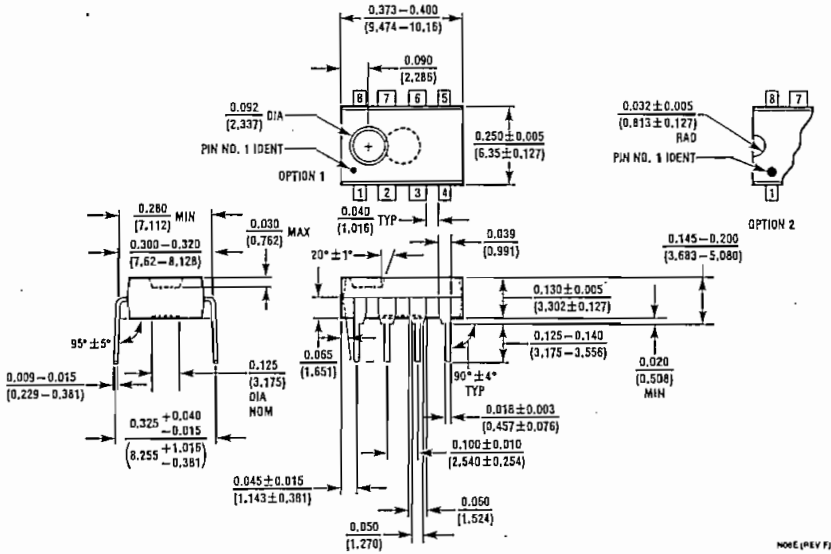
M08A (REV K)

Small Outline Package (M)
 Order Number LM1458M or LM1458MX
 NS Package Number M08A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Small Outline Package (M)
 Order Number LM1458M or LM1458MX
 NS Package Number M08A



Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number LM1458N
 NS Package Number N08E

Notes

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor
Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com
www.national.com

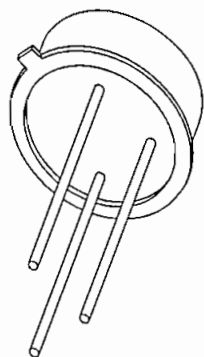
National Semiconductor
Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

ANEXO H:
TRANSISTOR NPN PHILLIPS 2N2222A

DATA SHEET



2N2222; 2N2222A NPN switching transistors

Product specification
Supersedes data of September 1994
File under Discrete Semiconductors, SC04

1997 May 29

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

FEATURES

- High current (max. 800 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

APPLICATIONS

- Linear amplification and switching.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.
PNP complement: 2N2907A.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case

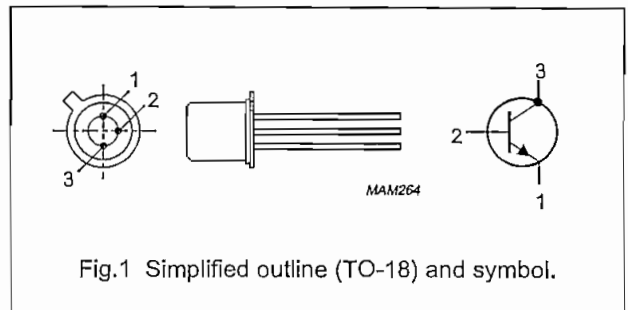


Fig.1 Simplified outline (TO-18) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	—	60	V
	2N2222		—	75	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	—	30	V
	2N2222		—	40	V
I_C	collector current (DC)		—	800	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	—	500	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	—	
f_T	transition frequency	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250	—	MHz
	2N2222		300	—	MHz
t_{off}	turn-off time	$I_{Con} = 150\text{ mA}; I_{Bon} = 15\text{ mA}; I_{Boff} = -15\text{ mA}$	—	250	ns

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V _{CBO}	collector-base voltage	open emitter			
	2N2222		–	60	V
	2N2222A		–	75	V
V _{CEO}	collector-emitter voltage	open base			
	2N2222		–	30	V
	2N2222A		–	40	V
V _{EBO}	emitter-base voltage	open collector			
	2N2222		–	5	V
	2N2222A		–	6	V
I _C	collector current (DC)		–	800	mA
I _{CM}	peak collector current		–	800	mA
I _{BM}	peak base current		–	200	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	–	500	mW
		T _{case} ≤ 25 °C	–	1.2	W
T _{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T _J	junction temperature		–	200	°C
T _{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R _{th j-a}	thermal resistance from junction to ambient	in free air	350	K/W
R _{th j-c}	thermal resistance from junction to case		146	K/W

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

CHARACTERISTICS

$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222	$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ }^\circ\text{C}$	–	10	μA
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222A	$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ }^\circ\text{C}$	–	10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 3\text{ V}$	–	10	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 0.1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	35	–	
		$I_C = 1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	50	–	
		$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V};$ note 1	50	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V};$ note 1	100	300	
h_{FE}	DC current gain 2N2222A	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; T_{amb} = -55\text{ }^\circ\text{C}$	35	–	
h_{FE}	DC current gain 2N2222 2N2222A	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V};$ note 1	30	–	
			40	–	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA};$ note 1	–	400	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA};$ note 1	–	1.6	V
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA};$ note 1	–	300	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA};$ note 1	–	1	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA};$ note 1	–	1.3	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA};$ note 1	–	2.6	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA};$ note 1	0.6	1.2	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA};$ note 1	–	2	V
C_c	collector capacitance	$I_E = I_e = 0; V_{CB} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	8	pF
C_e	emitter capacitance 2N2222A	$I_C = I_c = 0; V_{EB} = 500\text{ mV}; f = 1\text{ MHz}$	–	25	pF
f_T	transition frequency 2N2222 2N2222A	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250	–	MHz
			300	–	MHz
F	noise figure 2N2222A	$I_C = 200\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_S = 2\text{ k}\Omega;$ $f = 1\text{ kHz}; B = 200\text{ Hz}$	–	4	dB

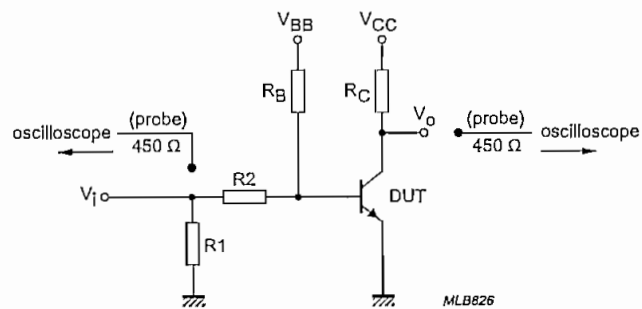
NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
Switching times (between 10% and 90% levels); see Fig.2					
t_{on}	turn-on time	$I_{C_{on}} = 150 \text{ mA}; I_{B_{on}} = 15 \text{ mA}; I_{B_{off}} = -15 \text{ mA}$	—	35	ns
t_d	delay time		—	10	ns
t_r	rise time		—	25	ns
t_{off}	turn-off time		—	250	ns
t_s	storage time		—	200	ns
t_f	fall time		—	60	ns

Note

1. Pulse test: $t_p \leq 300 \mu\text{s}; \delta \leq 0.02$.



$V_i = 9.5 \text{ V}; T = 500 \mu\text{s}; t_p = 10 \mu\text{s}; t_r = t_f \leq 3 \text{ ns}.$
 $R_1 = 68 \Omega; R_2 = 325 \Omega; R_B = 325 \Omega; R_C = 160 \Omega.$
 $V_{BB} = -3.5 \text{ V}; V_{CC} = 29.5 \text{ V}.$
 Oscilloscope input impedance $Z_i = 50 \Omega.$

Fig.2 Test circuit for switching times.

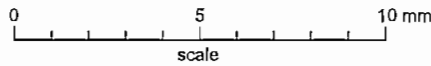
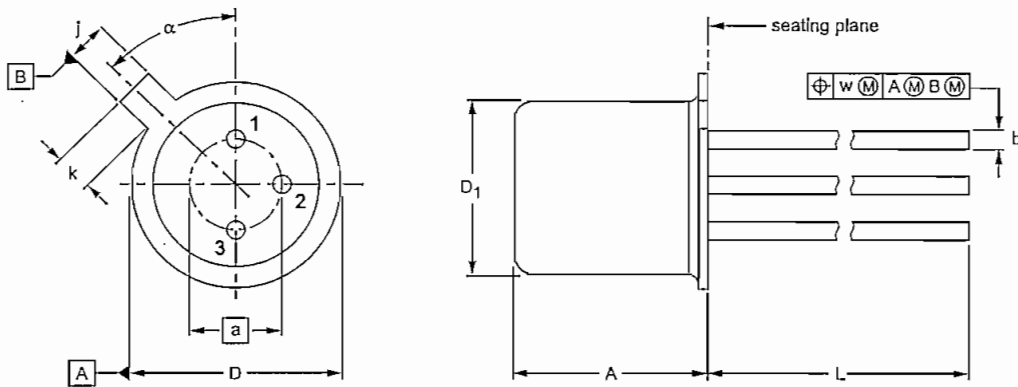
NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

PACKAGE OUTLINE

Metal-can cylindrical single-ended package; 3 leads

SOT18/13



DIMENSIONS (millimetre dimensions are derived from the original inch dimensions)

UNIT	A	a	b	D	D ₁	j	k	L	w	α
mm	5.31 4.74	2.54	0.47 0.41	5.45 5.30	4.70 4.55	1.03 0.94	1.1 0.9	15.0 12.7	0.40	45°

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT18/13	B11/C7 type 3	TO-18				97-04-18

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

Philips Semiconductors – a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113,
Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

Austria: Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213,
Tel. +43 1 60 101, Fax. +43 1 60 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6,
220050 MINSK, Tel. +375 172 200 733, Fax. +375 172 200 773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor,
51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA,
Tel. +359 2 689 211, Fax. +359 2 689 102

Canada: PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS,
Tel. +1 800 234 7381

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,
72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,
Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Prags Boulevard 80, PB 1919, DK-2300 COPENHAGEN S,
Tel. +45 32 88 2636, Fax. +45 31 57 0044

Finland: Slnkallontie 3, FIN-02630 ESPOO,
Tel. +358 9 615800, Fax. +358 9 61580920

France: 4 Rue du Port-aux-Vins, BP317, 92156 SURESNES Cedex,
Tel. +33 1 40 99 6161, Fax. +33 1 40 99 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,
Tel. +49 40 23 53 60, Fax. +49 40 23 536 300

Greece: No. 15, 25th March Street, GR 17778 TAVROS/ATHENS,
Tel. +30 1 4894 339/239, Fax. +30 1 4814 240

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd, Shivsagar Estate, A Block, Dr. Annie Besant Rd.
Worli, MUMBAI 400 018, Tel. +91 22 4938 541, Fax. +91 22 4938 722

Indonesia: see Singapore

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,
Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Saloniki St, PO Box 18053,
TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

Italy: PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3,
20124 MILANO, Tel. +39 2 6752 2531, Fax. +39 2 6752 2557

Japan: Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku, TOKYO 108,
Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5077

Korea: Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,
Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

Malaysia: No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR,
Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905,
Tel. +9-5 800 234 7381

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,
Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

New Zealand: 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,
Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,
Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,
106 Valero St. Salcedo Village, P.O. Box 2108 MCC, MAKATI,
Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA,
Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,
Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 1231,
Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,
2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 7430 Johannesburg 2000,
Tel. +27 11 470 5911, Fax. +27 11 470 5494

South America: Rua do Rocio 220, 5th floor, Suite 51,
04552-903 São Paulo, SÃO PAULO - SP, Brazil,
Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 829 1849

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,
Tel. +34 3 301 6312, Fax. +34 3 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,
Tel. +46 8 632 2000, Fax. +46 8 632 2745

Switzerland: Allmendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH,
Tel. +41 1 488 2686, Fax. +41 1 481 7730

Taiwan: Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1,
TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2865, Fax. +886 2 2134 2874

Thailand: PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd.,
209/2 Sanpavuth-Bangna Road Prakanong, BANGKOK 10260,
Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

Turkey: Talatpasa Cad. No. 5, 80640 GÜLTEPE/ISTANBUL,
Tel. +90 212 279 2770, Fax. +90 212 282 6707

Ukraine: PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7,
252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 268 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,
MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

United States: 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409,
Tel. +1 800 234 7381

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,
Tel. +381 11 625 344, Fax. +381 11 635 777

For all other countries apply to: Philips Semiconductors, Marketing & Sales Communications,
Building BE-p, P.O. Box 218, 5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax. +31 40 27 24825

Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1997

SCA54

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

117047/00/02/pp8

Date of release: 1997 May 29

Document order number: 9397 750 02161

Let's make things better.

ANEXO I:
AMPLIFICADOR DE POTENCIA DE AUDIO DE BAJO
VOLTAJE NATIONAL SEMICONDUCTOR LM386N-3 ^[41]

LM386

Low Voltage Audio Power Amplifier

General Description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value from 20 to 200.

The inputs are ground referenced while the output automatically biases to one-half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

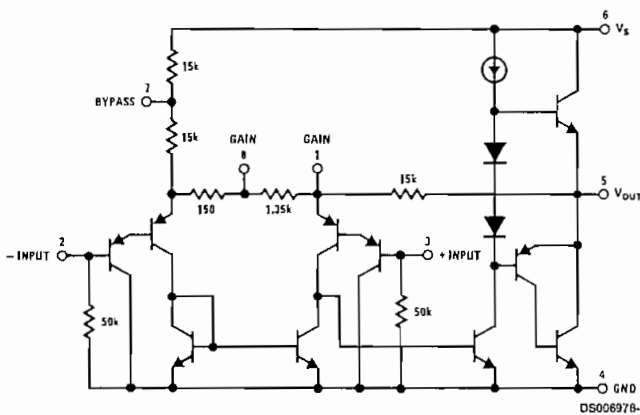
Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range: 4V–12V or 5V–18V
- Low quiescent current drain: 4mA
- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion; 0.2% ($A_V = 20$, $V_S = 6V$, $R_L = 8\Omega$, $P_O = 125mW$, $f = 1kHz$)
- Available in 8 pin MSOP package

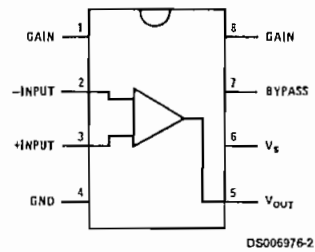
Applications

- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

Equivalent Schematic and Connection Diagrams



Small Outline,
Molded Mini Small Outline,
and Dual-In-Line Packages



Top View

Order Number LM386M-1,
LM386MM-1, LM386N-1,
LM386N-3 or LM386N-4
See NS Package Number
M08A, MUA08A or N08E

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V
Supply Voltage (LM386N-4)	22V
Package Dissipation (Note 3) (LM386N)	1.25W
(LM386M)	0.73W
(LM386MM-1)	0.595W
Input Voltage	±0.4V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Soldering Information	

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec)	+260°C
Small Outline Package (SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 sec)	+215°C
Infrared (15 sec)	+220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
Thermal Resistance	
θ_{JC} (DIP)	37°C/W
θ_{JA} (DIP)	107°C/W
θ_{JC} (SO Package)	35°C/W
θ_{JA} (SO Package)	172°C/W
θ_{JA} (MSOP)	210°C/W
θ_{JC} (MSOP)	56°C/W

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

$T_A = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage (V_S) LM386N-1, -3, LM386M-1, LM386MM-1 LM386N-4		4 5		12 18	V V
Quiescent Current (I_Q)	$V_S = 6\text{V}, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power (P_{OUT}) LM386N-1, LM386M-1, LM386MM-1 LM386N-3 LM386N-4	$V_S = 6\text{V}, R_L = 8\Omega, \text{THD} = 10\%$ $V_S = 9\text{V}, R_L = 8\Omega, \text{THD} = 10\%$ $V_S = 16\text{V}, R_L = 32\Omega, \text{THD} = 10\%$	250 500 700	325 700 1000		mW mW mW
Voltage Gain (A_V)	$V_S = 6\text{V}, f = 1\text{kHz}$ 10 μF from Pin 1 to 8		26 46		dB dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6\text{V}$, Pins 1 and 8 Open		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6\text{V}, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{mW}$ $f = 1\text{kHz}$, Pins 1 and 8 Open		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6\text{V}, f = 1\text{kHz}, C_{BYPASS} = 10\mu\text{F}$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance (R_{IN})			50		k Ω
Input Bias Current (I_{BIAS})	$V_S = 6\text{V}$, Pins 2 and 3 Open		250		nA

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 107°C/W junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 170°C/W for the small outline package.

Application Hints

GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 k Ω resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 k Ω resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 k Ω resistor). For 6 dB effective bass boost: $R \approx 15$ k Ω , the lowest value for good stable operation is $R = 10$ k Ω if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as 2 k Ω can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

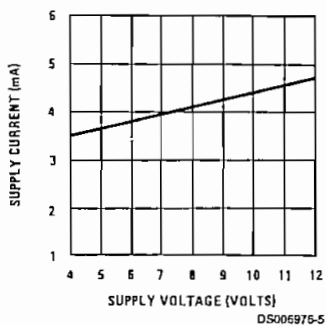
INPUT BIASING

The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 k Ω resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 k Ω it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 k Ω , then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

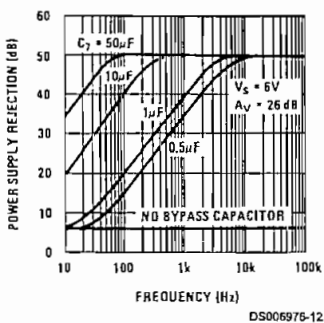
When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k Ω resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1 μ F capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

Typical Performance Characteristics

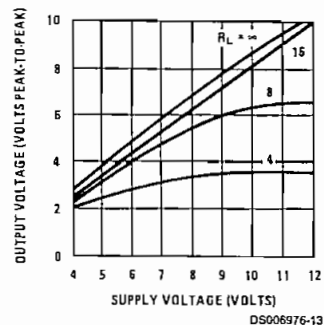
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



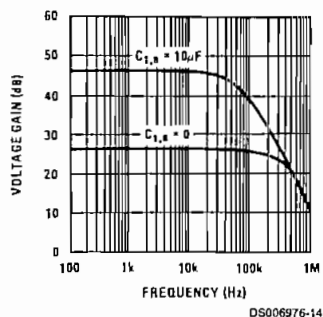
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



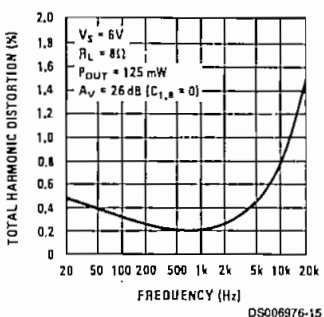
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



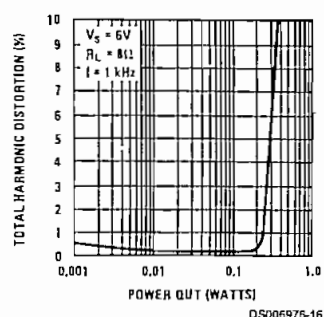
Voltage Gain vs Frequency



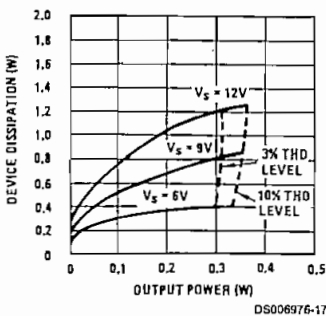
Distortion vs Frequency



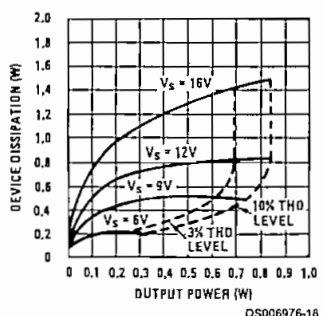
Distortion vs Output Power



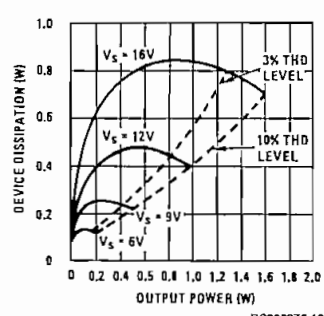
Device Dissipation vs Output Power—4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—8Ω Load

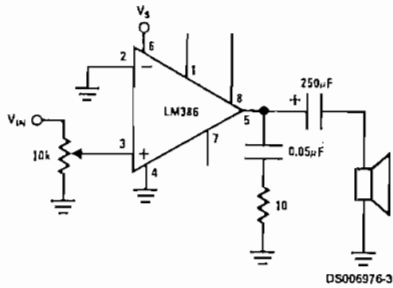


Device Dissipation vs Output Power—16Ω Load

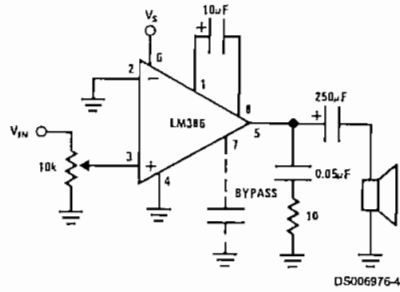


Typical Applications

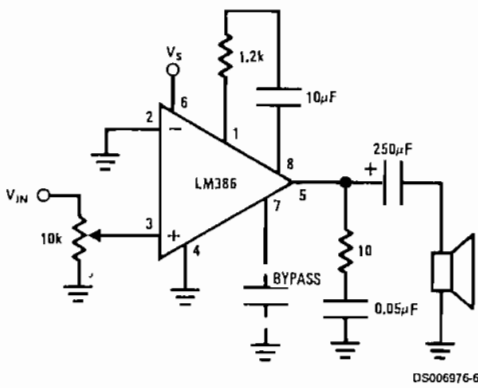
**Amplifier with Gain = 20
Minimum Parts**



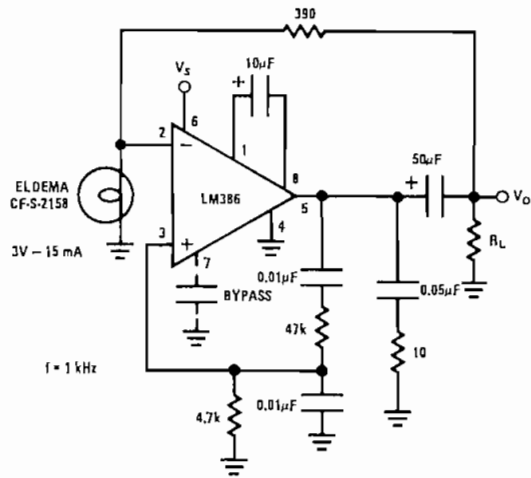
Amplifier with Gain = 200



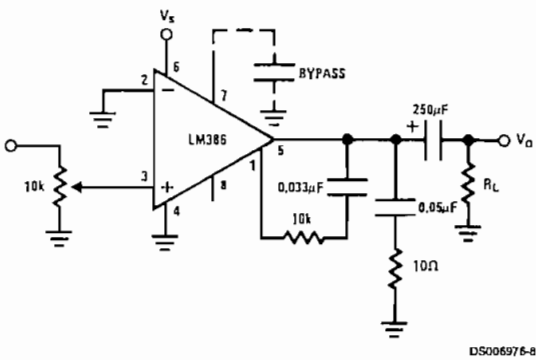
Amplifier with Gain = 50



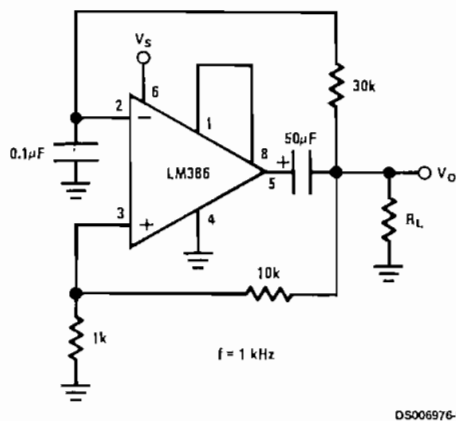
Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



Amplifier with Bass Boost

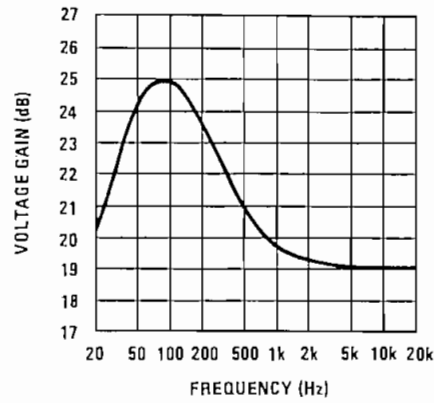


Square Wave Oscillator



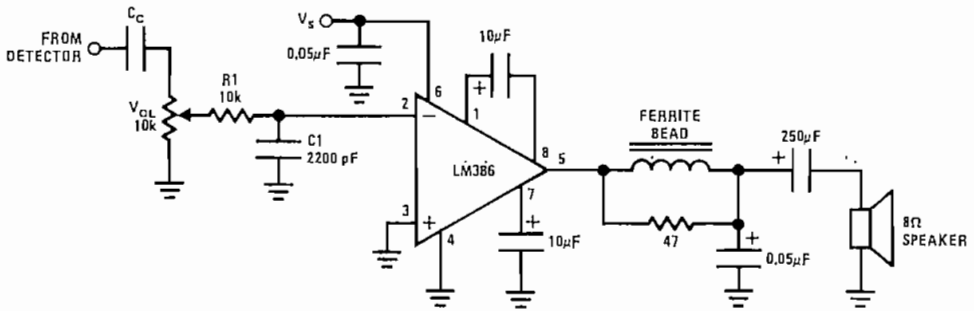
Typical Applications (Continued)

Frequency Response with Bass Boost



DS00697B-10

AM Radio Power Amplifier



DS00697B-11

Note 4: Twist Supply lead and supply ground very tightly.

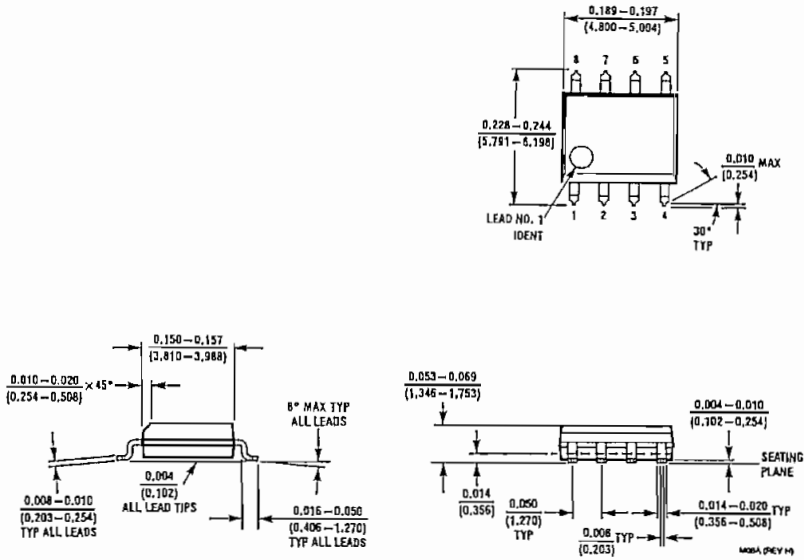
Note 5: Twist speaker lead and ground very tightly.

Note 6: Ferrite bead in Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.

Note 7: R1C1 band limits input signals.

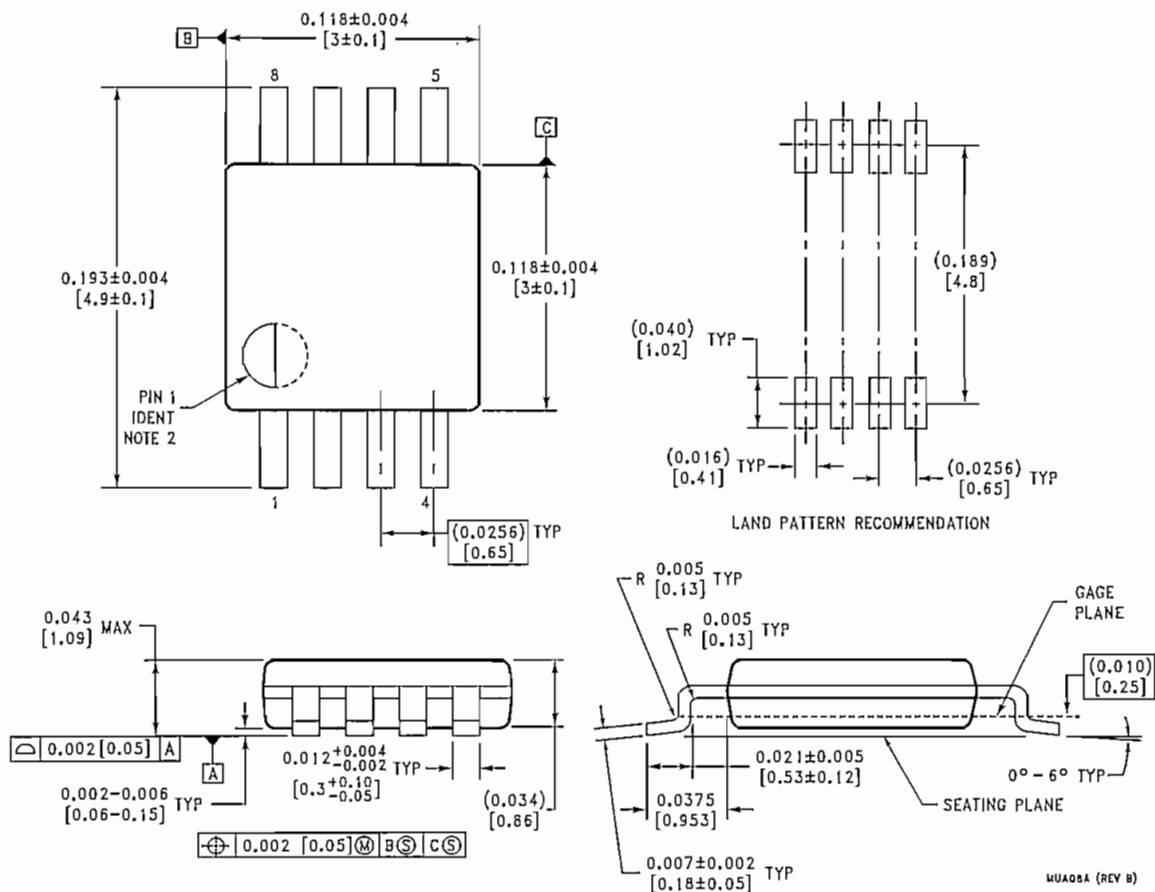
Note 8: All components must be spaced very closely to IC.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



SO Package (M)
 Order Number LM386M-1
 NS Package Number M08A

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

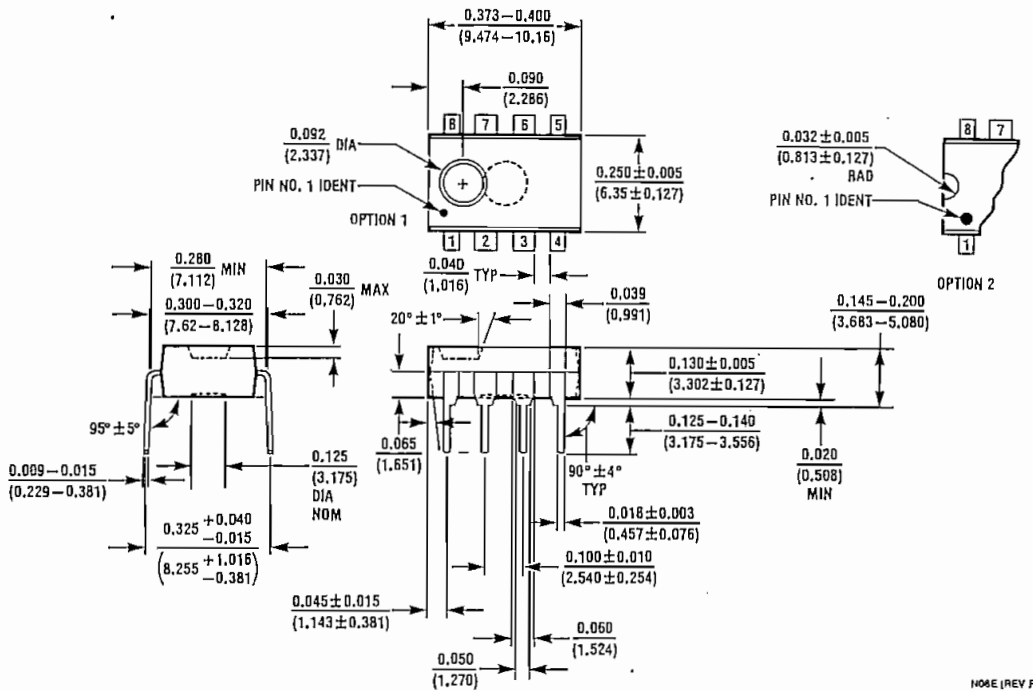


8-Lead (0.118" Wide) Molded Mini Small Outline Package
 Order Number LM386MM-1
 NS Package Number MUA08A

MUA08A (REV B)

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)

LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier



N08E (REV F)

Dual-In-Line Package (N)
 Order Number LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4
 NS Package Number N08E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

 National Semiconductor Corporation
 Americas
 Tel: 1-800-272-9959
 Fax: 1-800-737-7018
 Email: support@nsc.com
 www.national.com

National Semiconductor Europe
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

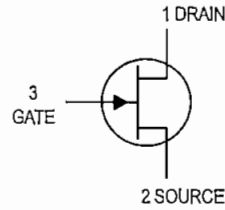
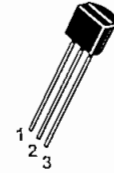
National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
 Tel: 65-2544466
 Fax: 65-2504466
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-3-5639-7560
 Fax: 81-3-5639-7507

ANEXO J:
TRANSISTOR JFET DE CANAL N MOTOROLA MPF102

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

 Order this document
 by MPF102/D

JFET VHF Amplifier
N-Channel — Depletion

MPF102

 CASE 29-04, STYLE 5
 TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	25	Vdc
Drain-Gate Voltage	V_{DG}	25	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-25	Vdc
Gate Current	I_G	10	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/°C
Junction Temperature Range	T_J	125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Gate-Source Breakdown Voltage ($I_G = -10 \mu\text{Adc}$, $V_{DS} = 0$)	$V_{(BR)GSS}$	-25	—	Vdc
Gate Reverse Current ($V_{GS} = -15 \text{Vdc}$, $V_{DS} = 0$) ($V_{GS} = -15 \text{Vdc}$, $V_{DS} = 0$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)	I_{GSS}	— —	-2.0 -2.0	nAdc μAdc
Gate-Source Cutoff Voltage ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $I_D = 2.0 \text{nAdc}$)	$V_{GS(off)}$	—	-8.0	Vdc
Gate-Source Voltage ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $I_D = 0.2 \text{mAdc}$)	V_{GS}	-0.5	-7.5	Vdc

ON CHARACTERISTICS

Zero-Gate-Voltage Drain Current ⁽¹⁾ ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0 \text{Vdc}$)	I_{DSS}	2.0	20	mAdc
--	-----------	-----	----	------

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Forward Transfer Admittance ⁽¹⁾ ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{kHz}$) ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{MHz}$)	$ y_{fs} $	2000 1600	7500 —	μhos
Input Admittance ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{MHz}$)	$\text{Re}(y_{is})$	—	800	μhos
Output Conductance ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 100 \text{MHz}$)	$\text{Re}(y_{os})$	—	200	μhos
Input Capacitance ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{MHz}$)	C_{iss}	—	7.0	pF
Reverse Transfer Capacitance ($V_{DS} = 15 \text{Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0 \text{MHz}$)	C_{rss}	—	3.0	pF

 1. Pulse Test; Pulse Width $\leq 630 \text{ms}$, Duty Cycle $\leq 10\%$.

MOTOROLA

MPF102

POWER GAIN

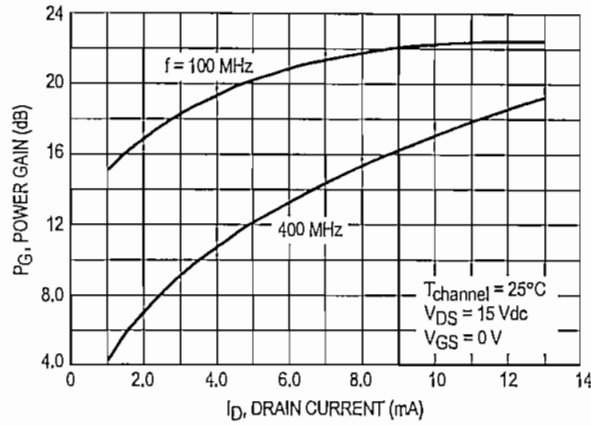
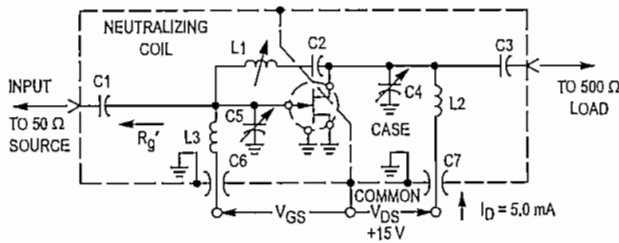


Figure 1. Effects of Drain Current



Adjust V_{GS} for
 $I_D = 50 \text{ mA}$
 $V_{GS} < 0 \text{ Volts}$

NOTE: The noise source is a hot-cold body (AIL type 70 or equivalent) with a test receiver (AIL type 136 or equivalent).

Reference Designation	VALUE	
	100 MHz	400 MHz
C1	7.0 pF	1.8 pF
C2	1000 pF	17 pF
C3	3.0 pF	1.0 pF
C4	1-12 pF	0.8-8.0 pF
C5	1-12 pF	0.8-8.0 pF
C6	0.0015 μF	0.001 μF
C7	0.0015 μF	0.001 μF
L1	3.0 μH^*	0.2 μH^{**}
L2	0.15 μH^*	0.03 μH^{**}
L3	0.14 μH^*	0.022 μH^{**}

- *L1 17 turns, (approx. — depends upon circuit layout) AWG #28 enameled copper wire, close wound on 9/32" ceramic coil form. Tuning provided by a powdered iron slug.
- L2 4-1/2 turns, AWG #18 enameled copper wire, 5/16" long, 3/8" I.D. (AIR CORE).
- L3 3-1/2 turns, AWG #18 enameled copper wire, 1/4" long, 3/8" I.D. (AIR CORE).

- **L1 6 turns, (approx. — depends upon circuit layout) AWG #24 enameled copper wire, close wound on 7/32" ceramic coil form. Tuning provided by an aluminum slug.
- L2 1 turn, AWG #16 enameled copper wire, 3/8" I.D. (AIR CORE).
- L3 1/2 turn, AWG #16 enameled copper wire, 1/4" I.D. (AIR CORE).

Figure 2. 100 MHz and 400 MHz Neutralized Test Circuit

NOISE FIGURE

($T_{channel} = 25^{\circ}C$)

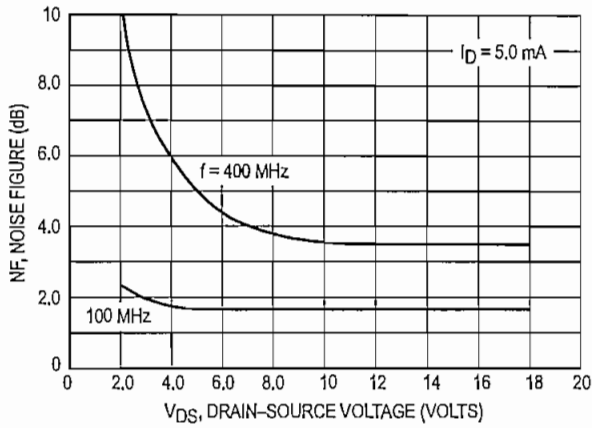


Figure 3. Effects of Drain-Source Voltage

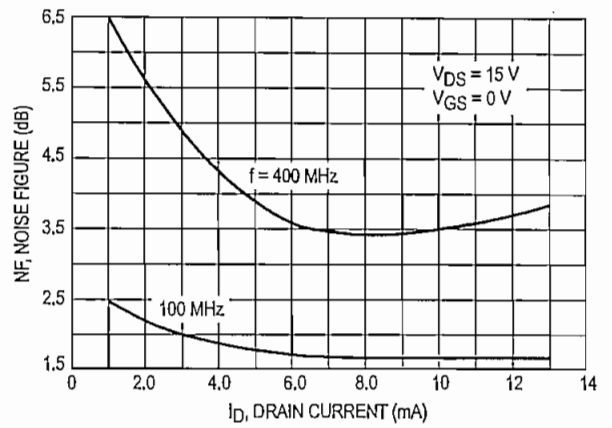


Figure 4. Effects of Drain Current

INTERMODULATION CHARACTERISTICS

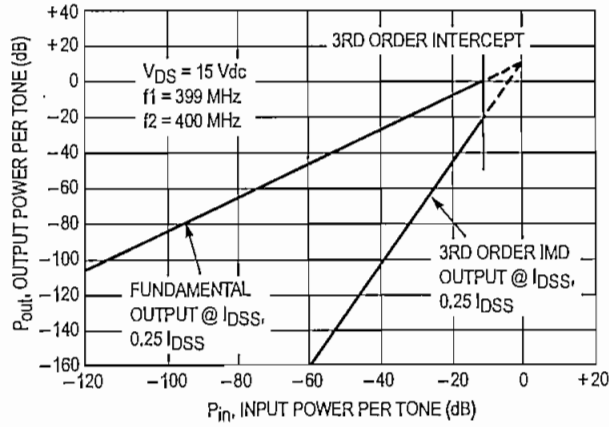


Figure 5. Third Order Intermodulation Distortion

MPF102

COMMON SOURCE CHARACTERISTICS
 ADMITTANCE PARAMETERS
 ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $T_{channel} = 25^\circ\text{C}$)

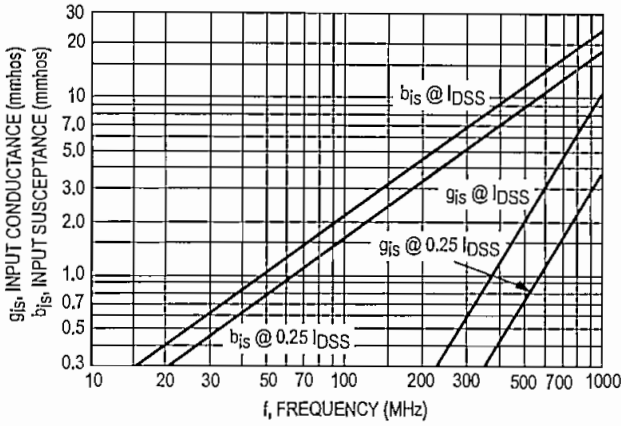


Figure 6. Input Admittance (y_{1s})

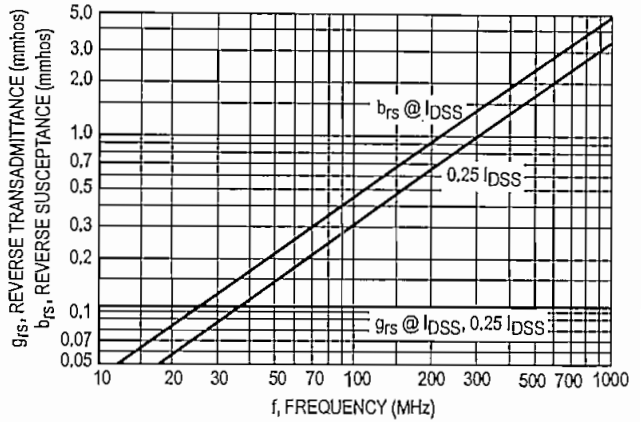


Figure 7. Reverse Transfer Admittance (y_{12})

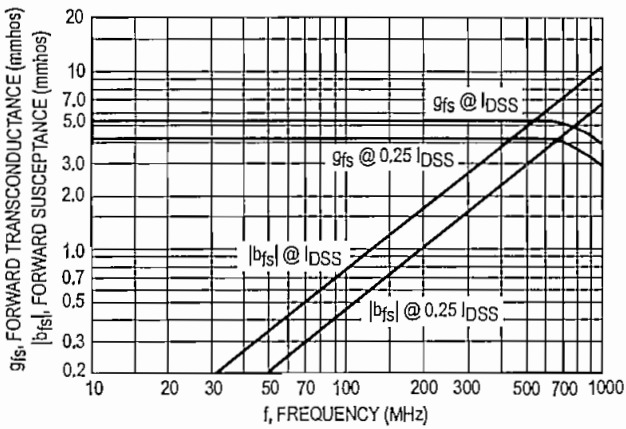


Figure 8. Forward Transadmittance (y_{21})

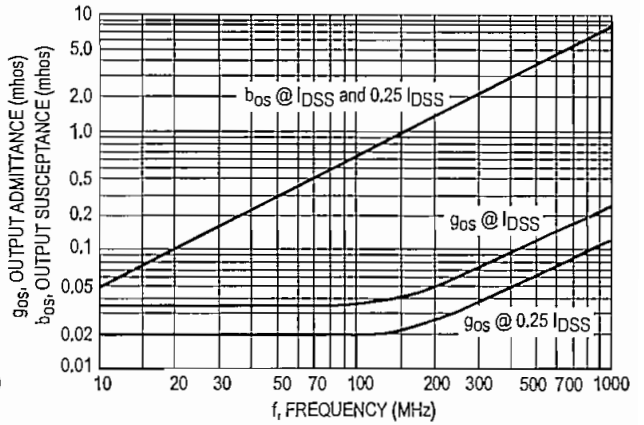


Figure 9. Output Admittance (y_{22})

COMMON SOURCE CHARACTERISTICS
S-PARAMETERS
($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $T_{channel} = 25^\circ\text{C}$, Data Points in MHz)

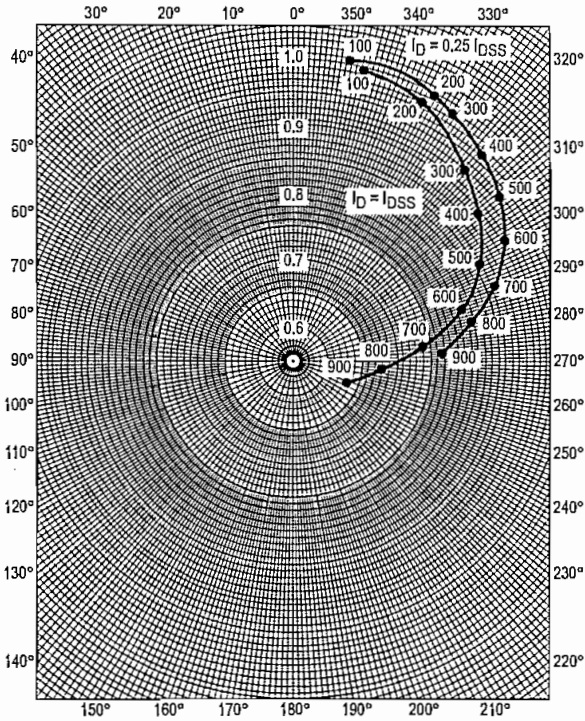


Figure 10. S_{11s}

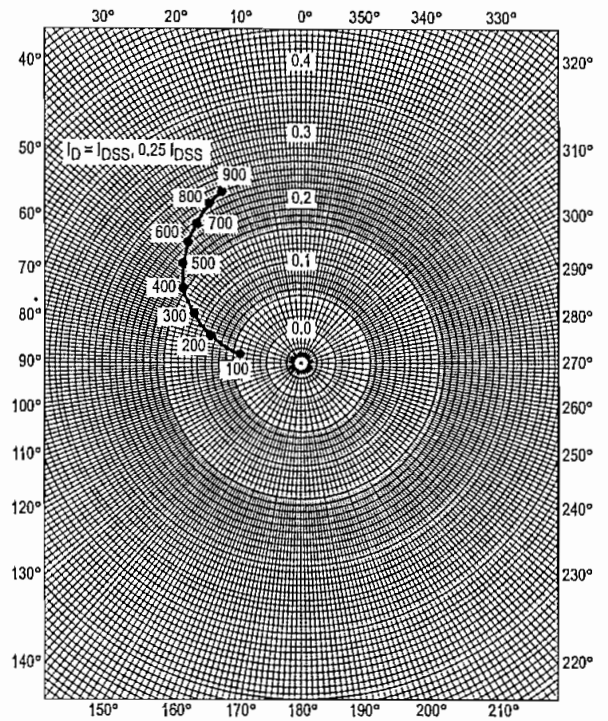


Figure 11. S_{12s}

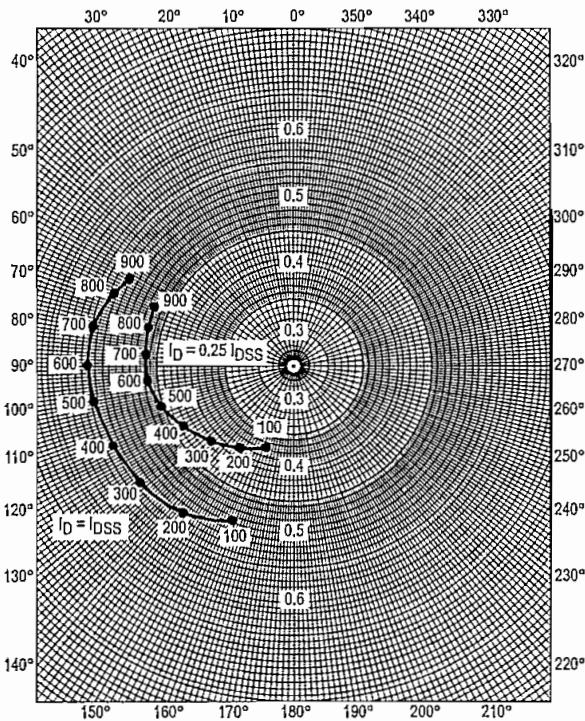


Figure 12. S_{21s}

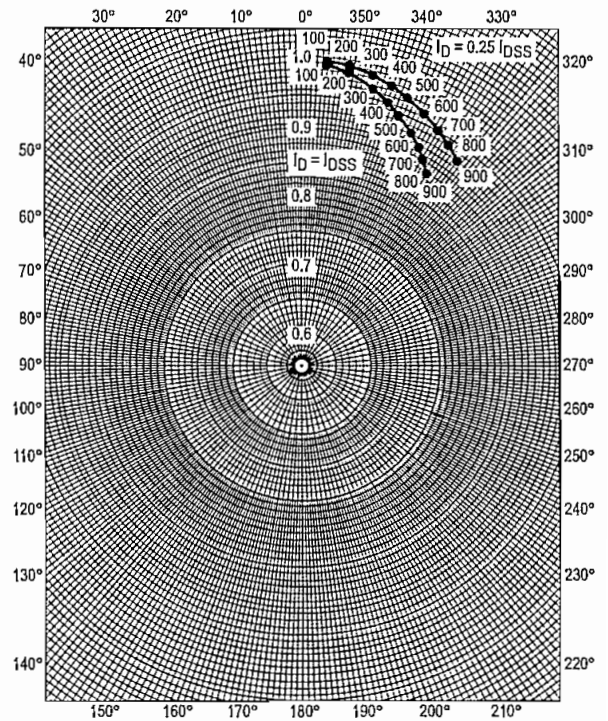


Figure 13. S_{22s}

MPF102

COMMON GATE CHARACTERISTICS
 ADMITTANCE PARAMETERS
 ($V_{DG} = 15 \text{ Vdc}$, $T_{\text{channel}} = 25^\circ\text{C}$)

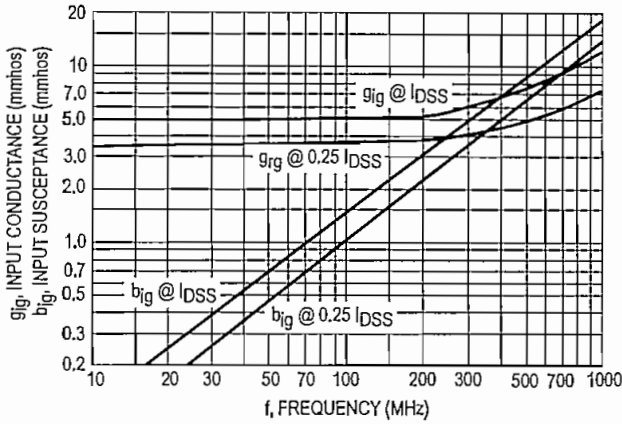


Figure 14. Input Admittance (y_{ig})

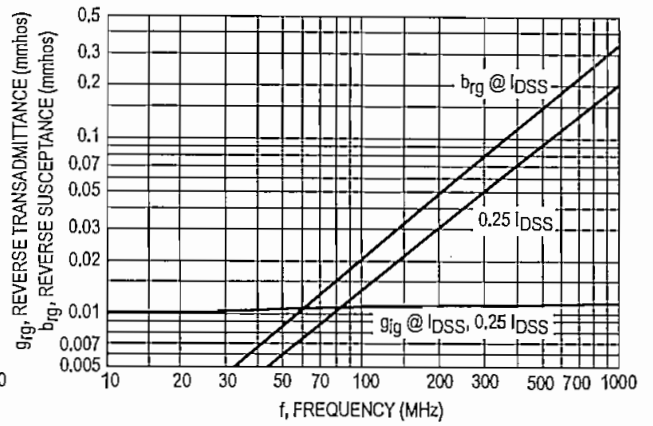


Figure 15. Reverse Transfer Admittance (y_{rg})

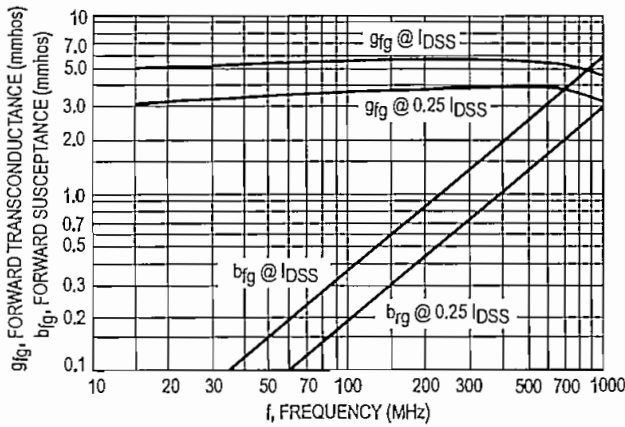


Figure 16. Forward Transfer Admittance (y_{fg})

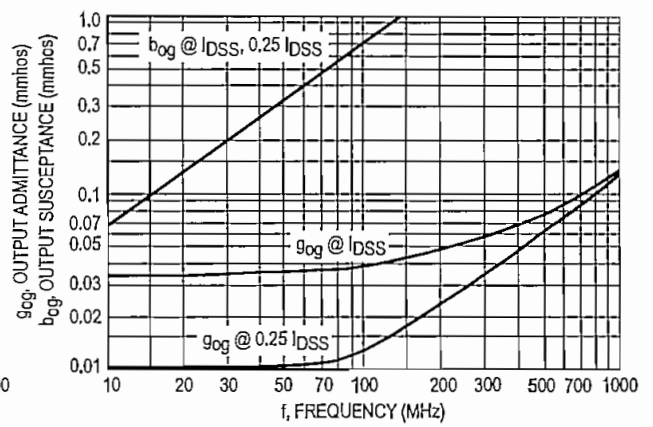


Figure 17. Output Admittance (y_{og})

COMMON GATE CHARACTERISTICS
S-PARAMETERS
($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $T_{channel} = 25^\circ\text{C}$, Data Points in MHz)

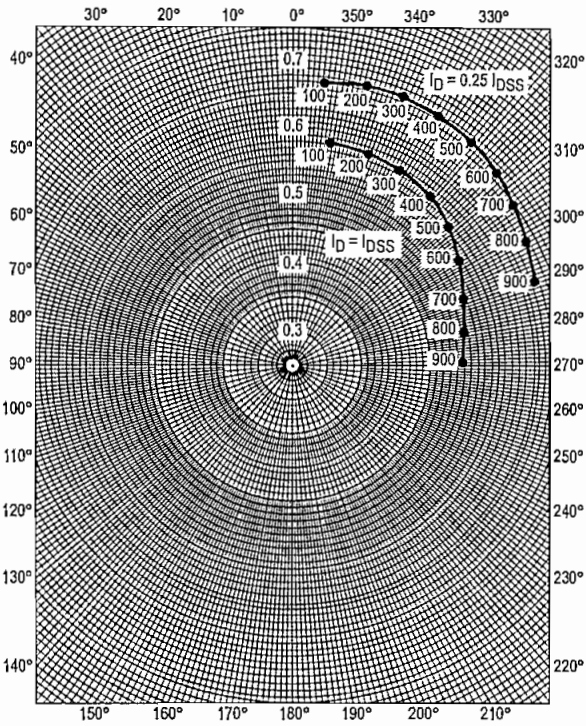


Figure 18. S_{11g}

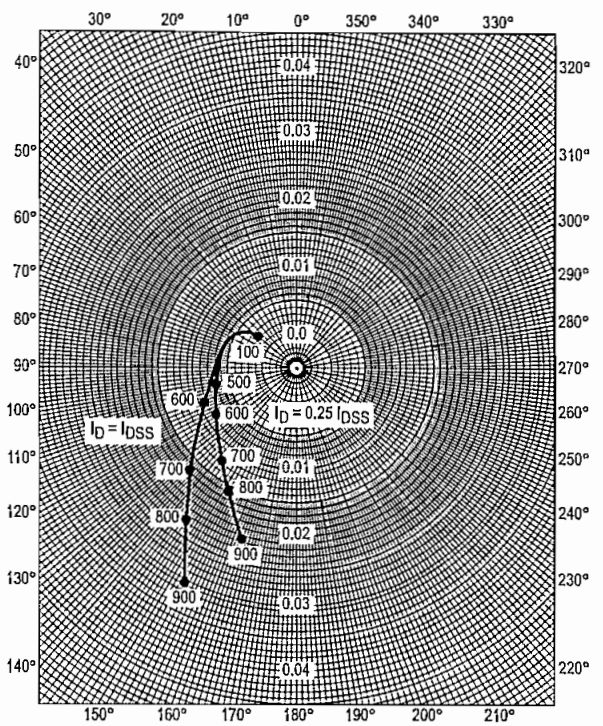


Figure 19. S_{12g}

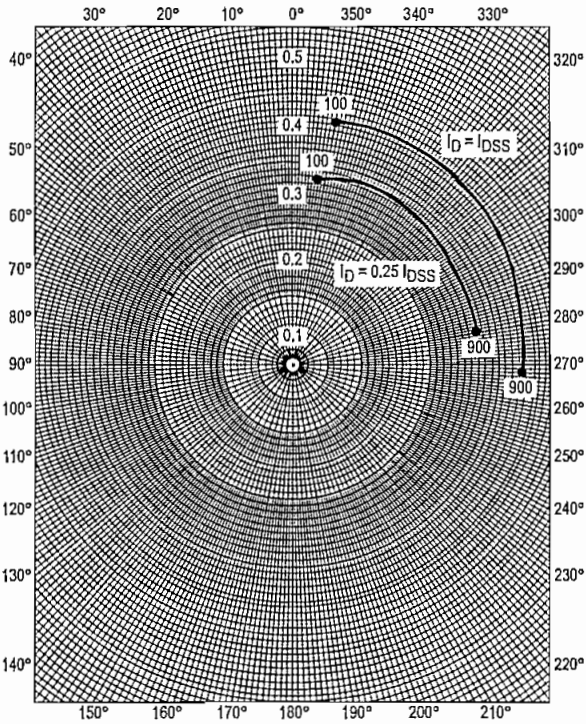


Figure 20. S_{21g}

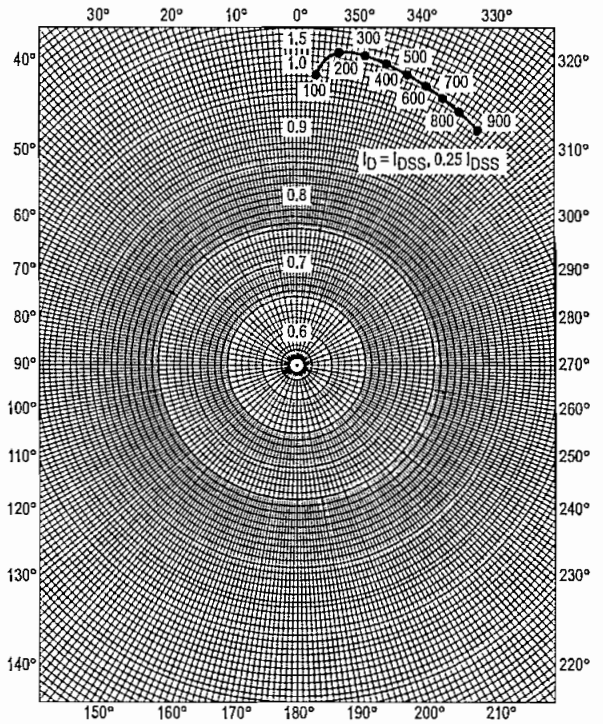
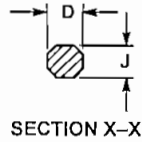
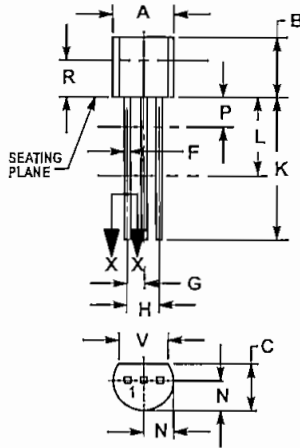


Figure 21. S_{22g}

MPF102

PACKAGE DIMENSIONS



NOTES:


1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
4. DIMENSION F APPLIES BETWEEN P AND L. DIMENSION D AND J APPLY BETWEEN L AND K. MINIMUM LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.20
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.022	0.41	0.55
F	0.016	0.019	0.41	0.48
G	0.045	0.055	1.15	1.39
H	0.095	0.105	2.42	2.66
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.500	—	12.70	—
L	0.250	—	6.35	—
N	0.080	0.105	2.04	2.66
P	—	0.100	—	2.54
R	0.115	—	2.93	—
V	0.135	—	3.43	—

CASE 029-04
(TO-226AA)
ISSUE AD

STYLE 5:

1. DRAIN
2. SOURCE
3. GATE

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217, 303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,
Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com — TOUCHTONE 602-244-6609
— US & Canada ONLY 1-800-774-1848

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

INTERNET: <http://motorola.com/sps>



ANEXO K:

KIT DE EVALUACIÓN DEL VCO MAXIM MAX2622EUA ^[35]



MAX2622/MAX2623/MAX2624 Evaluation Kits

General Description

The MAX2622/MAX2623/MAX2624 evaluation kits (EV kits) simplify evaluation of the MAX2622/MAX2623/MAX2624 VCOs. These kits enable testing of the devices' RF performance and require no additional support circuitry. The signal output uses an SMA connector to facilitate the connection to RF test equipment.

Component List

DESIGNATION	QTY	DESCRIPTION
C2, C3, C4, C8	4	220pF \pm 5% ceramic capacitors (0603) Murata GRM39COH0G221J50
C6	1	0 Ω resistor (0603)
C7	1	0.1 μ F \pm 5% ceramic capacitor (0603) Taiyo Yuden EMK107BJ104KA
R1, R2	2	1k Ω \pm 5% resistors (0603)
OUT	1	SMA connector (PC edge mount) EJJohnson 142-0701-801 or Digi-Key J502-ND
JU1	4	3-pin headers
U1	1	MAX2622EUA, MAX2623EUA, or MAX2624EUA

Component Suppliers

SUPPLIER	PHONE	FAX
Murata Electronics	800-831-9172	814-238-0490
Taiyo Yuden	408-573-4150	408-573-4159

NOTE: Please indicate that you are using the MAX2622, MAX2623, or MAX2624 when contacting these component suppliers.

Quick Start

The MAX2622/MAX2623/MAX2624 EV kits are fully assembled and factory tested. Follow the instructions in the *Connections and Setup* section for proper device evaluation.

Features

- ◆ Easy Evaluation of MAX2622/MAX2623/MAX2624
- ◆ +2.7V to +5.5V Single-Supply Operation
- ◆ RF Output Matched to 50 Ω
- ◆ All Critical Peripheral Components Included

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	IC-PACKAGE
MAX2622EVKIT	-40°C to +85°C	8 μ MAX
MAX2623EVKIT	-40°C to +85°C	8 μ MAX
MAX2624EVKIT	-40°C to +85°C	8 μ MAX

Test Equipment Required

This section lists the recommended test equipment to verify operation of the MAX2622/MAX2623/MAX2624. It is intended as a guide only, and some substitutions are possible.

- A two-channel power supply at +2.7V to +5.5V
- An ammeter (optional)
- An RF spectrum analyzer (HP 8561E, for example) that covers the operating frequency range of the MAX2622/MAX2623/MAX2624, as well as a few harmonics
- A 50 Ω SMA cable

Connections and Setup

This section provides a step-by-step guide to the functions and operation of these EV kits.

- 1) Connect a DC supply set to +3V (through an ammeter, if desired) to the VCC and GND terminals on the EV kit.
- 2) Apply +3V to the $\overline{\text{SHDN}}$ control input.
- 3) Turn on the DC supply. The supply current should read about 8mA.
- 4) Connect the VCO output to a spectrum analyzer with a 50 Ω coaxial cable.
- 5) Apply a variable DC voltage to the TUNE input (+0.4V to +2.4V).
- 6) Check f_{MIN} and f_{MAX} on the spectrum analyzer by varying the tuning voltage.
- 7) Check the output power level (-3dBm typ).

MAX2622/MAX2623/MAX2624 Evaluation Kits

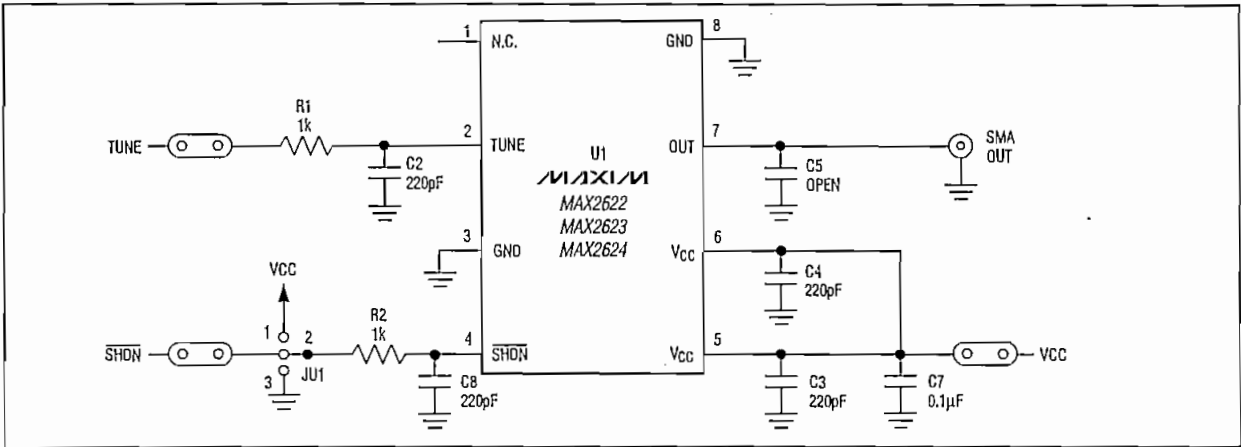


Figure 1. MAX2622/MAX2623/MAX2624 EV Kits Schematic

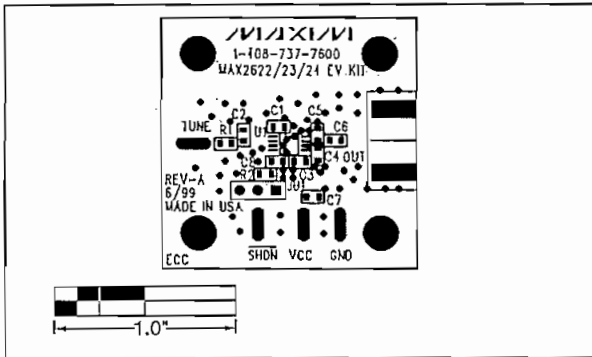


Figure 2. MAX2622/MAX2623/MAX2624 EV Kits Component Placement Guide—Component Side

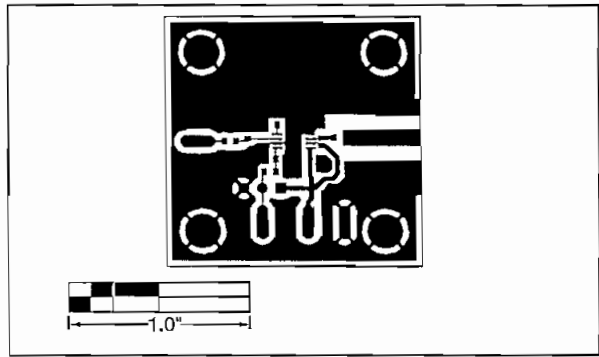


Figure 3. MAX2622/MAX2623/MAX2624 EV Kits PC Board Layout—Component Side

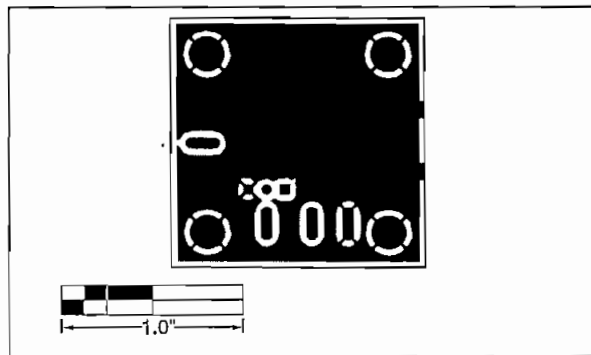


Figure 4. MAX2622/MAX2623/MAX2624 EV Kits PC Board Layout—Ground Plane

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

2 Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 408-737-7600

Evaluate: MAX2622/MAX2623/MAX2624

ANEXO L:
REGULADOR DE VOLTAJE AJUSTABLE NATIONAL
SEMICONDUCTOR LM317 ^[41]

LM117/LM317A/LM317

3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential volt-

age, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

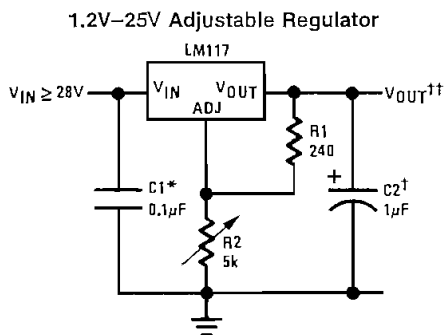
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P+ Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications



00906301

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

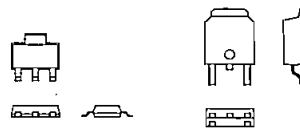
†Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1μF to 1000μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$\dagger\dagger V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

LM117 Series Packages

Part Number Suffix	Package	Design Load Current
K	TO-3	1.5A
H	TO-39	0.5A
T	TO-220	1.5A
E	LCC	0.5A
S	TO-263	1.5A
EMP	SOT-223	1A
MDT	TO-252	0.5A

SOT-223 vs. D-Pak (TO-252) Packages



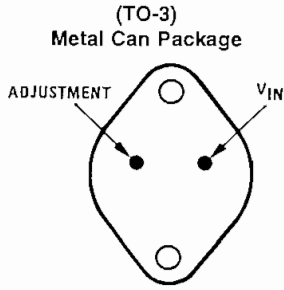
SOT-223

TO-252

00906354

Scale 1:1

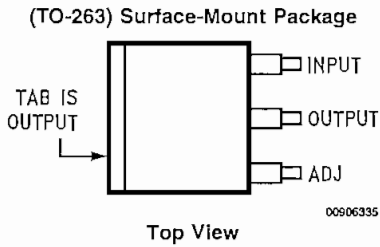
Connection Diagrams



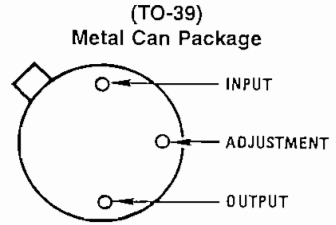
00906330

CASE IS OUTPUT

Bottom View
Steel Package
NS Package Number K02A or K02C



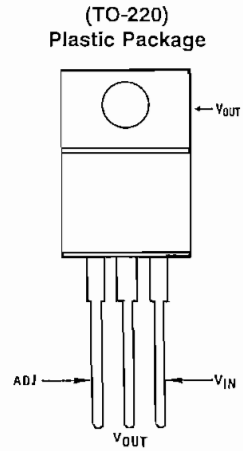
00906335



00906331

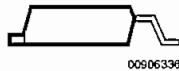
CASE IS OUTPUT

Bottom View
NS Package Number H03A

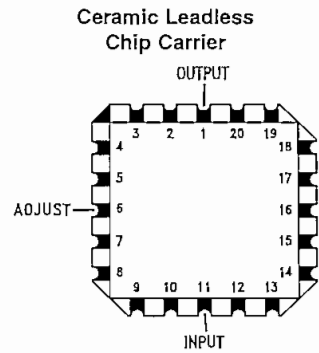


00906332

Front View
NS Package Number T03B



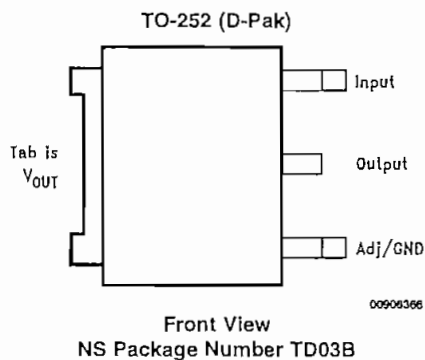
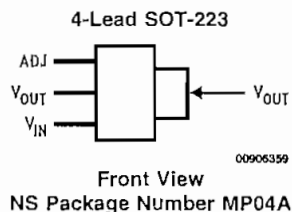
Side View
NS Package Number TS3B



00906334

Top View
NS Package Number E20A

Connection Diagrams (Continued)



Ordering Information

Package	Temperature Range	Part Number	Package Marking	Transport Media	NSC Drawing
Metal Can (TO-3)	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117K STEEL	LM117K STEEL P+	50 Per Bag	K02A
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317K STEEL	LM317K STEEL P+	50 Per Bag	
	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117K/883	LM117K/883	50 Per Bag	K02C
Metal Can (TO-39)	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117H	LM117H P+	500 Per Box	H03A
	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117H/883	LM117H/883	20 Per Tray	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AH	LM317AH P+	500 Per Box	
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317H	LM317H P+	500 Per Box	
TO-220 3- Lead	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AT	LM317AT P+	45 Units/Rail	T03B
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317T	LM317T P+	45 Units/Rail	
TO-263 3- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317S	LM317S P+	45 Units/Rail	TS3B
		LM317SX		500 Units Tape and Reel	
LCC	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117E/883	LM117E/883	50 Units/Rail	E20A
SOT-223 4- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317EMP	N01A	1k Units Tape and Reel	MP04A
		LM317EMPX		2k Units Tape and Reel	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AEMP	N07A	1k Units Tape and Reel	
		LM317AEMPX		2k Units Tape and Reel	
D- Pack 3- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317MDT	LM317MDT	75 Units/Rail	TD03B
		LM317MDTX		2.5k Units Tape and Reel	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AMDT	LM317AMDT	75 Units/Rail	
		LM317AMDTX		2.5k Units Tape and Reel	

LM117/LM317A/LM317

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C

ESD Tolerance (Note 5)

3 kV

Operating Temperature Range

LM117	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C
LM317A	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C
LM317	0°C ≤ T _J ≤ +125°C

Preconditioning

Thermal Limit Burn-In

All Devices 100%

Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with **boldface type** apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA.

Parameter	Conditions	LM117 (Note 2)			Units	
		Min	Typ	Max		
Reference Voltage					V	
	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$ (Note 4)		0.01	0.02	%/V	
			0.02	0.05	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.3	%	
			0.3	1	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40V$		3.5	5	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15V$	K Package	1.5	2.2	3.4	A
		H Package	0.5	0.8	1.8	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40V$	K Package	0.3	0.4		A
		H Package	0.15	0.2		A
RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65		dB	
	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	66	80		dB	
Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package		2.3	3	°C/W	
	H Package		12	15	°C/W	
	E Package				°C/W	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W	
	H Package		140		°C/W	
	E Package				°C/W	

Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{ mA}$.

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			0.01	0.02		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			0.3	1		0.3	1.5	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T, S Packages H Package MP Package		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
			0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
			1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages H Package MP Package		0.15	0.4		0.15	0.4		A
			0.075	0.2		0.075	0.2		A
			0.55	0.4		0.15	0.4		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$		66	80		66	80	dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package					5		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C/W}$	
	MP Package		23.5			23.5		$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package (Note 6)					92		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C/W}$	
	S Package (Note 6)		50			50		$^\circ\text{C/W}$	

Note 1: Absolute Maximum Ratings Indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings Indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 and 20W for the TO-3, TO-220, and TO-263. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, TO-220, and TO-263 packages, 0.5A for the TO-39 package and 1A for the SOT-223 Package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: If the TO-263 or TO-252 packages are used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is 50 $^\circ\text{C/W}$; with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is 37 $^\circ\text{C/W}$; and with 1.6 or more square inches of copper area, θ_{JA} is 32 $^\circ\text{C/W}$. If the SOT-223 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area (see applications hints for heatsinking).

ANEXO M:
CONVERTIDOR DE VOLTAJE CMOS INTERSIL
ICL7660ACPA

19-4667; Rev 1: 7/94

MAXIM

Switched-Capacitor Voltage Converters

General Description

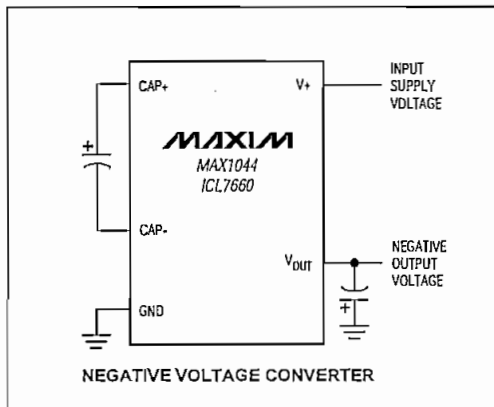
The MAX1044 and ICL7660 are monolithic, CMOS switched-capacitor voltage converters that invert, double, divide, or multiply a positive input voltage. They are pin compatible with the industry-standard ICL7660 and LTC1044. Operation is guaranteed from 1.5V to 10V with no external diode over the full temperature range. They deliver 10mA with a 0.5V output drop. The MAX1044 has a BOOST pin that raises the oscillator frequency above the audio band and reduces external capacitor size requirements.

The MAX1044/ICL7660 combine low quiescent current and high efficiency. Oscillator control circuitry and four power MOSFET switches are included on-chip. Applications include generating a -5V supply from a +5V logic supply to power analog circuitry. For applications requiring more power, the MAX660 delivers up to 100mA with a voltage drop of less than 0.65V.

Applications

- 5V Supply from +5V Logic Supply
- Personal Communications Equipment
- Portable Telephones
- Op-Amp Power Supplies
- EIA/TIA-232E and EIA/TIA-562 Power Supplies
- Data-Acquisition Systems
- Hand-Held Instruments
- Panel Meters

Typical Operating Circuit



Features

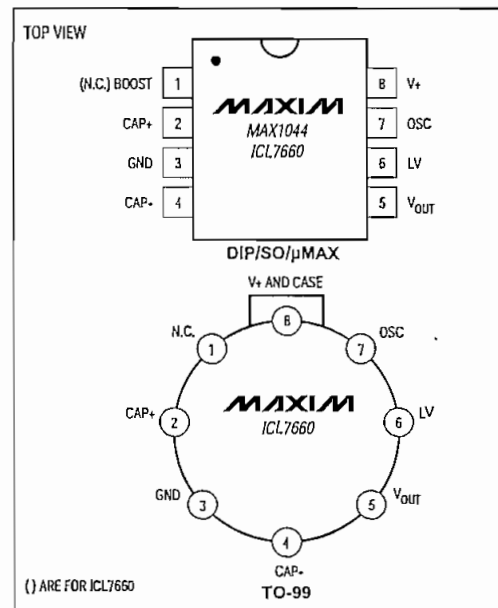
- ◆ Miniature μ MAX Package
- ◆ 1.5V to 10.0V Operating Supply Voltage Range
- ◆ 98% Typical Power-Conversion Efficiency
- ◆ Invert, Double, Divide, or Multiply Input Voltages
- ◆ BOOST Pin Increases Switching Frequencies (MAX1044)
- ◆ No-Load Supply Current: 200 μ A Max at 5V
- ◆ No External Diode Required for Higher-Voltage Operation

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1044CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX1044CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX1044C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX1044EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP

Ordering Information continued at end of data sheet.
* Contact factory for dice specifications.

Pin Configurations



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

Call toll free 1-800-998-8800 for free samples or literature.

MAX1044/ICL7660

Switched-Capacitor Voltage Converters

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (V+ to GND, or GND to V _{OUT}).....	10.5V	CERDIP (derate 8.00mW/°C above +70°C).....	640mW
Input Voltage on Pins 1, 6, and 7.....	-0.3V ≤ V _{IN} ≤ (V+ + 0.3V)	TO-99 (derate 6.67mW/°C above +70°C).....	533mW
LV Input Current.....	20μA	Operating Temperature Ranges	
Output Short-Circuit Duration (V+ ≤ 5.5V).....	Continuous	MAX1044C_/ICL7660C_.....	0°C to +70°C
Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)		MAX1044E_/ICL7660E_.....	-40°C to +85°C
Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C).....	727mW	MAX1044M_/ICL7660M_.....	-55°C to +125°C
SO (derate 5.88mW/°C above +70°C).....	471mW	Storage Temperature Range.....	
μMAX (derate 4.1mW/°C above +70°C).....	330mW	-65°C to +150°C	
		Lead Temperature (soldering, 10sec).....	
		+300°C	

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, V+ = 5.0V, LV pin = 0V, BOOST pin = open, I_{LOAD} = 0mA, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MAX1044		ICL7660		UNITS
			MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	
Supply Current	R _L = ∞, pins 1 and 7 no connection, LV open	T _A = +25°C	30	200	80	175	μA
		T _A = 0°C to +70°C		200		225	
		T _A = -40°C to +85°C		200		250	
		T _A = -55°C to +125°C		200		250	
	R _L = ∞, pins 1 and 7 = V+ = 3V		10				
Supply Voltage Range (Note 1)	R _L = 10kΩ, LV open				3.0	10.0	V
	R _L = 10kΩ, LV to GND	1.5	10	1.5	3.5		
Output Resistance	I _L = 20mA, f _{OSC} = 5kHz, LV open	T _A = +25°C	65	100	55	100	Ω
		T _A = 0°C to +70°C		130		120	
		T _A = -40°C to +85°C		130		140	
		T _A = -55°C to +125°C		150		150	
	f _{OSC} = 2.7kHz (ICL7660), f _{OSC} = 1kHz (MAX1044), V+ = 2V, I _L = 3mA, LV to GND	T _A = +25°C		325		250	
		T _A = 0°C to +70°C		325		300	
	T _A = -40°C to +85°C		325		300		
	T _A = -55°C to +125°C		400		400		
Oscillator Frequency	C _{OSC} = 1pF, LV to GND (Note 2)	V+ = 5V	5		10	kHz	
		V+ = 2V	1				
Power Efficiency	R _L = 5kΩ, T _A = +25°C, f _{OSC} 5kHz, LV open	95	98	95	98	%	
Voltage Conversion Efficiency	R _L = ∞, T _A = +25°C, LV open	97.0	99.9	99.0	99.9	%	
Oscillator Sink or Source Current	V _{OSC} = 0V or V+, LV open	Pin 1 = 0V		3		μA	
		Pin 1 = V+		20			
Oscillator Impedance	T _A = +25°C	V+ = 2V	1.0		1.0	MΩ	
		V+ = 5V	100		100	kΩ	

Note 1: The Maxim ICL7660 and MAX1044 can operate without an external output diode over the full temperature and voltage ranges. The Maxim ICL7660 can also be used with an external output diode in series with pin 5 (cathode at V_{OUT}) when replacing the Intersil ICL7660. Tests are performed without diode in circuit.

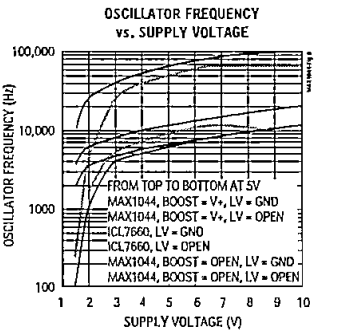
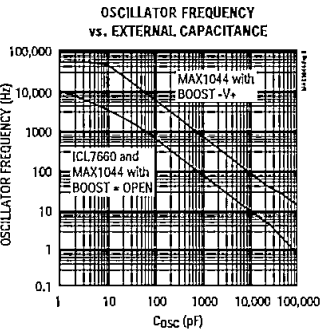
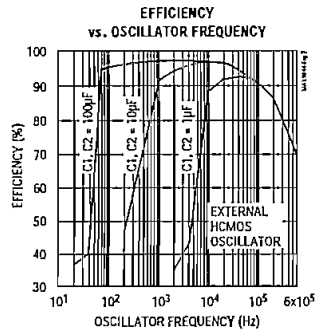
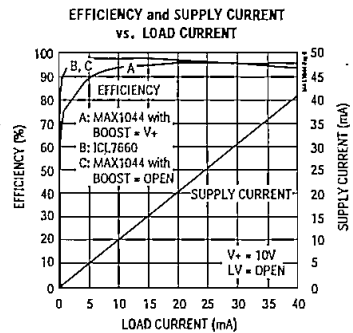
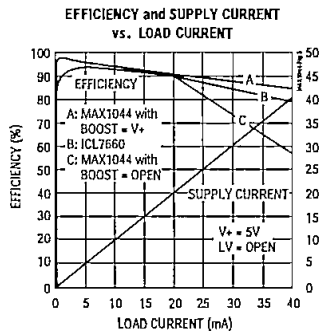
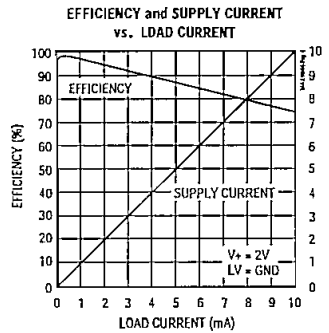
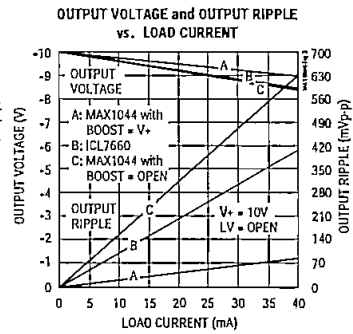
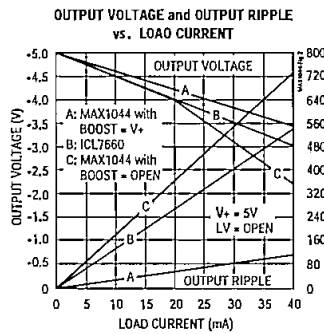
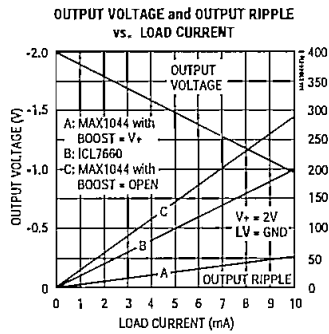
Note 2: f_{OSC} is tested with C_{OSC} = 100pF to minimize the effects of test fixture capacitance loading. The 1pF frequency is correlated to this 100pF test point, and is intended to simulate pin 7's capacitance when the device is plugged into a test socket with no external capacitor. For this test, the LV pin is connected to GND for comparison to the original manufacturer's device, which automatically connects this pin to GND for (V+ > 3V).

Switched-Capacitor Voltage Converters

Typical Operating Characteristics

($V_+ = 5V$; $C_{BYPASS} = 0.1\mu F$; $C_1 = C_2 = 10\mu F$; LV = open; OSC = open; $T_A = +25^\circ C$; unless otherwise noted.)

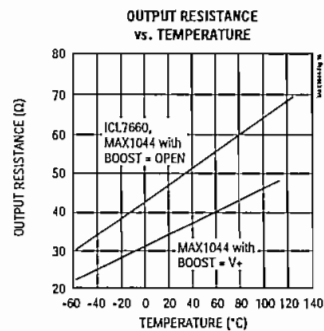
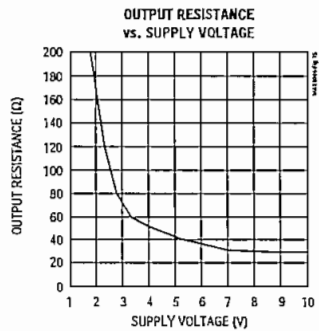
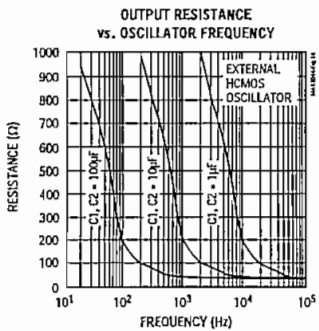
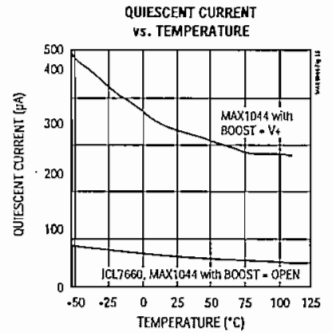
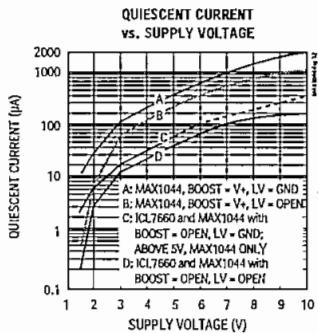
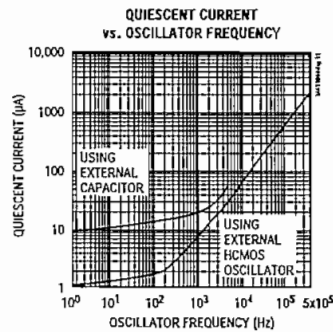
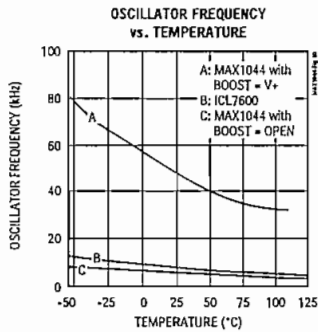
MAX1044/ICL7660



Switched-Capacitor Voltage Converters

Typical Operating Characteristics (continued)

($V_+ = 5V$; $C_{BYPASS} = 0.1\mu F$; $C_1 = C_2 = 10\mu F$; LV = open; OSC = open; $T_A = +25^\circ C$; unless otherwise noted.)



Switched-Capacitor Voltage Converters

Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	BOOST (MAX1044)	Frequency Boost. Connecting BOOST to V+ increases the oscillator frequency by a factor of six. When the oscillator is driven externally, BOOST has no effect and should be left open.
	N.C. (ICL7660)	No Connection
2	CAP+	Connection to positive terminal of Charge-Pump Capacitor
3	GND	Ground. For most applications, the positive terminal of the reservoir capacitor is connected to this pin.
4	CAP-	Connection to negative terminal of Charge-Pump Capacitor
5	V _{OUT}	Negative Voltage Output. For most applications, the negative terminal of the reservoir capacitor is connected to this pin.
6	LV	Low-Voltage Operation. Connect to ground for supply voltages below 3.5V. ICL7660: Leave open for supply voltages above 5V.
7	OSC	Oscillator Control Input. Connecting an external capacitor reduces the oscillator frequency. Minimize stray capacitance at this pin.
8	V+	Power-Supply Positive Voltage Input. (1.5V to 10V). V+ is also the substrate connection.

MAX1044/ICL7660

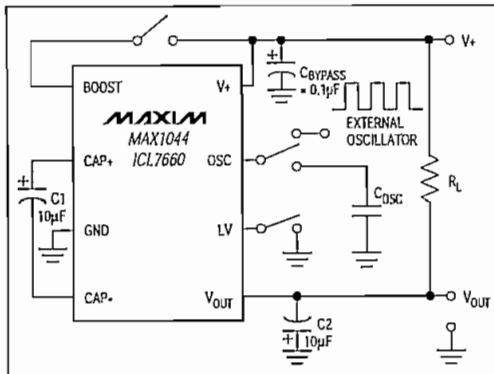


Figure 1. Maxim MAX1044/ICL7660 Test Circuit

Detailed Description

The MAX1044/ICL7660 are charge-pump voltage converters. They work by first accumulating charge in a bucket capacitor and then transfer it into a reservoir capacitor. The ideal voltage inverter circuit in Figure 2 illustrates this operation.

During the first half of each cycle, switches S1 & S3 close and switches S2 & S4 open, which connects the bucket capacitor C1 across V+ and charges C1. During the second half of each cycle, switches S2 & S4 close and switches S1 & S3 open, which connects the positive terminal of C1 to ground and shifts the negative terminal to V_{OUT}. This connects C1 in parallel with the reservoir capacitor C2. If the voltage across C2 is smaller than the voltage across C1, then charge flows from C1 to C2 until the voltages across them are equal. During successive cycles, C1 will continue pouring charge into C2 until the voltage across C2 reaches - (V+). In an actual voltage inverter, the output is less than - (V+) since the switches S1-S4 have resistance and the load drains charge from C2.

Additional qualities of the MAX1044/ICL7660 can be understood by using a switched-capacitor circuit model. Switching the bucket capacitor, C1, between the input and output of the circuit synthesizes a resistance (Figures 3a and 3b.)

When the switch in Figure 3a is in the left position, capacitor C1 charges to V+. When the switch moves to the right position, C1 is discharged to V_{OUT}. The charge transferred per cycle is: $\Delta Q = C1(V+ - V_{OUT})$. If the switch is cycled at frequency f, then the resulting

Switched-Capacitor Voltage Converters

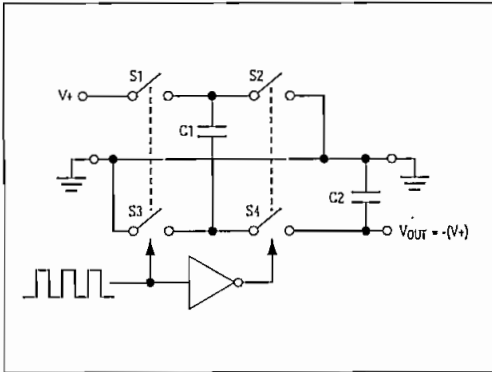


Figure 2. Ideal Voltage Inverter

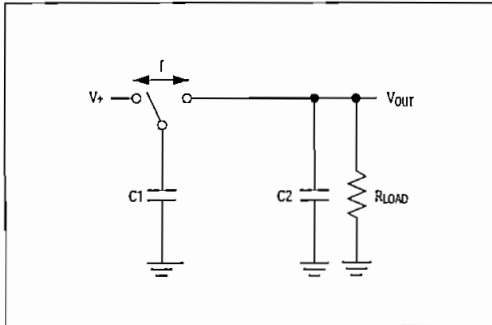


Figure 3a. Switched Capacitor Model

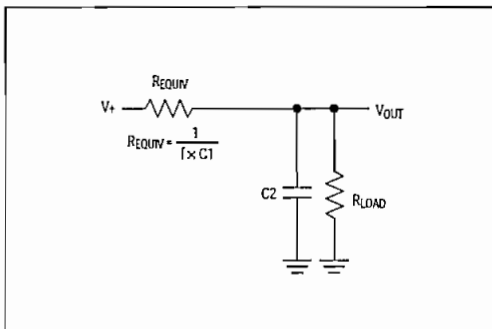


Figure 3b. Equivalent Circuit

current is: $I = f \times \Delta Q = f \times C1(V+ - V_{OUT})$. Rewriting this equation in Ohm's law form defines an equivalent resistance synthesized by the switched-capacitor circuit where:

$$I = \frac{(V+ - V_{OUT})}{1 / (f \times C1)}$$

and

$$R_{EQUIV} = \frac{1}{f \times C1}$$

where f is one-half the oscillator frequency. This resistance is a major component of the output impedance of switched-capacitor circuits like the MAX1044/ICL7660.

As shown in Figure 4, the MAX1044/ICL7660 contain MOSFET switches, the necessary transistor drive circuitry, and a timing oscillator.

Design Information

The MAX1044/ICL7660 are designed to provide a simple, compact, low-cost solution where negative or doubled supply voltages are needed for a few low-power components. Figure 5 shows the basic negative voltage converter circuit. For many applications, only two external capacitors are needed. The type of capacitor used is not critical.

Proper Use of the Low-Voltage (LV) Pin

Figure 4 shows an internal voltage regulator inside the MAX1044/ICL7660. Use the LV pin to bypass this regulator, in order to improve low-voltage performance

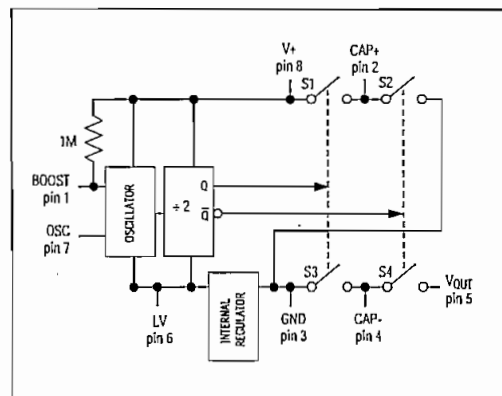


Figure 4. MAX1044 and ICL7660 Functional Diagram

Switched-Capacitor Voltage Converters

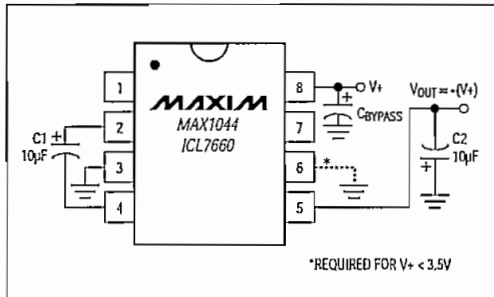


Figure 5. Basic Negative Voltage Converter

and allow operation down to 1.5V. For low-voltage operation and compatibility with the industry-standard LTC1044 and ICL7660, the LV pin should be connected to ground for supply voltages below 3.5V and left open for supply voltages above 3.5V.

The MAX1044's LV pin can be grounded for all operating conditions. The advantage is improved low-voltage performance and increased oscillator frequency. The disadvantage is increased quiescent current and reduced efficiency at higher supply voltages. For Maxim's ICL7660, the LV pin must be left open for supply voltages above 5V.

When operating at low supply voltages with LV open, connections to the LV, BOOST, and OSC pins should be short or shielded to prevent EMI from causing oscillator jitter.

Oscillator Frequency Considerations

For normal operation, leave the BOOST and OSC pins of the MAX1044/ICL7660 open and use the nominal oscillator frequency. Increasing the frequency reduces audio interference, output resistance, voltage ripple, and required capacitor sizes. Decreasing frequency reduces quiescent current and improves efficiency.

Oscillator Frequency Specifications

The MAX1044/ICL7660 do not have a precise oscillator frequency. Only minimum values of 1kHz and 5kHz for the MAX1044 and a typical value of 10kHz for the ICL7660 are specified. If a specific oscillator frequency is required, use an external oscillator to drive the OSC pin.

Increasing Oscillator Frequency Using the BOOST Pin

For the MAX1044, connecting the BOOST pin to the V+ pin raises the oscillator frequency by a factor of about 6.

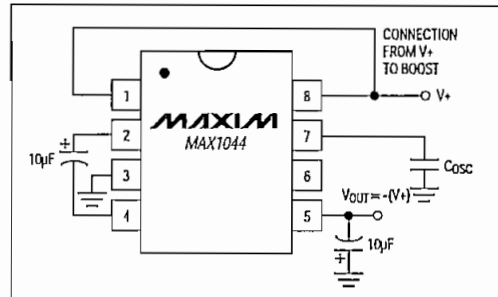


Figure 6. Negative Voltage Converter with C_{OSC} and BOOST

Figure 6 shows this connection. Higher frequency operation lowers output impedance, reduces output ripple, allows the use of smaller capacitors, and shifts switching noise out of the audio band. When the oscillator is driven externally, BOOST has no effect and should be left open. The BOOST pin should also be left open for normal operation.

Reducing the Oscillator Frequency Using C_{OSC}

An external capacitor can be connected to the OSC pin to lower the oscillator frequency (Figure 6). Lower frequency operation improves efficiency at low load currents by reducing the IC's quiescent supply current. It also increases output ripple and output impedance. This can be offset by using larger values for C1 and C2.

Connections to the OSC pin should be short to prevent stray capacitance from reducing the oscillator frequency.

Overdriving the OSC Pin with an External Oscillator

Driving OSC with an external oscillator is useful when the frequency must be synchronized, or when higher frequencies are required to reduce audio interference. The MAX1044/ICL7660 can be driven up to 400kHz. The pump and output ripple frequencies are one-half the external clock frequency. Driving the MAX1044/ICL7660 at a higher frequency increases the ripple frequency and allows the use of smaller capacitors. It also increases the quiescent current.

The OSC Input threshold is $V+ - 2.5V$ when $V+ \geq 5V$, and is $V+ / 2$ for $V+ < 5V$. If the external clock does not swing all the way to $V+$, use a 10k Ω pull-up resistor (Figure 7).

Output Voltage Considerations

The MAX1044/ICL7660 output voltage is not regulated. The output voltages will vary under load according to the output resistance. The output resistance is primarily

Switched-Capacitor Voltage Converters

MAX1044/ICL7660

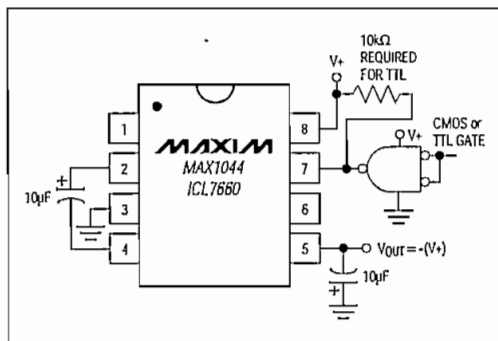


Figure 7. External Clocking

a function of oscillator frequency and the capacitor value. Oscillator frequency, in turn, is influenced by temperature and supply voltage. For example, with a 5V input voltage and 10µF charge-pump capacitors, the output resistance is typically 50Ω. Thus, the output voltage is about -5V under light loads, and decreases to about -4.5V with a 10mA load current.

Minor supply voltage variations that are inconsequential to digital circuits can affect some analog circuits. Therefore, when using the MAX1044/ICL7660 for powering sensitive analog circuits, the power-supply rejection ratio of those circuits must be considered. The output ripple and output drop increase under heavy loads. If necessary, the MAX1044/ICL7660 output impedance can be reduced by paralleling devices, increasing the capacitance of C1 and C2, or connecting the MAX1044's BOOST pin to V+ to increase the oscillator frequency.

Inrush Current and EMI Considerations

During start-up, pump capacitors C1 and C2 must be charged. Consequently, the MAX1044/ICL7660 develop inrush currents during start-up. While operating, short bursts of current are drawn from the supply to C1, and then from C1 to C2 to replenish the charge drawn by the load during each charge-pump cycle. If the voltage converters are being powered by a high-impedance source, the supply voltage may drop too low during the current bursts for them to function properly. Furthermore, if the supply or ground impedance is too high, or if the traces between the converter IC and charge-pump capacitors are long or have large loops,

switching noise and EMI may be generated. To reduce these effects:

- 1) Power the MAX1044/ICL7660 from a low-impedance source.
- 2) Add a power-supply bypass capacitor with low effective series resistance (ESR) close to the IC between the V+ and ground pins.
- 3) Shorten traces between the IC and the charge-pump capacitors.
- 4) Arrange the components to keep the ground pins of the capacitors and the IC as close as possible.
- 5) Leave extra copper on the board around the voltage converter as power and ground planes. This is easily done on a double-sided PC board.

Efficiency, Output Ripple, and Output Impedance

The power efficiency of a switched-capacitor voltage converter is affected by the internal losses in the converter IC, resistive losses of the pump capacitors, and conversion losses during charge transfer between the capacitors. The total power loss is:

$$\Sigma P_{\text{LOSS}} = P_{\text{INTERNAL LOSSES}} + P_{\text{SWITCH LOSSES}} + P_{\text{PUMP CAPACITOR LOSSES}} + P_{\text{CONVERSION LOSSES}}$$

The internal losses are associated with the IC's internal functions such as driving the switches, oscillator, etc. These losses are affected by operating conditions such as input voltage, temperature, frequency, and connections to the LV, BOOST, and OSC pins.

The next two losses are associated with the output resistance of the voltage converter circuit. Switch losses occur because of the on-resistances of the MOSFET switches in the IC. Charge-pump capacitor losses occur because of their ESR. The relationship between these losses and the output resistance is as follows:

$$P_{\text{PUMP CAPACITOR LOSSES}} + P_{\text{SWITCH LOSSES}} = I_{\text{OUT}}^2 \times R_{\text{OUT}}$$

where:

$$R_{\text{OUT}} \cong \frac{1}{(f_{\text{OSC}} / 2) \times C1} + 4(2R_{\text{SWITCHES}} + \text{ESR}_{C1}) + \text{ESR}_{C2}$$

and f_{OSC} is the oscillator frequency.

Switched-Capacitor Voltage Converters

The first term is the effective resistance from the switched-capacitor circuit.

Conversion losses occur during the transfer of charge between capacitors C1 and C2 when there is a voltage difference between them. The power loss is:

$$P_{\text{CONV.LOSS}} = \left[\frac{1}{2} C_1 (V_+)^2 - V_{\text{OUT}}^2 \right] + \left[\frac{1}{2} C_2 (V_{\text{RIPPLE}}^2 - 2V_{\text{OUT}}V_{\text{RIPPLE}}) \right] \times f_{\text{OSC}} / 2$$

Increasing Efficiency

Efficiency can be improved by lowering output voltage ripple and output impedance. Both output voltage ripple and output impedance can be reduced by using large capacitors with low ESR.

The output voltage ripple can be calculated by noting that the output current is supplied solely from capacitor C2 during one-half of the charge-pump cycle.

$$V_{\text{RIPPLE}} \cong \left(\frac{1}{2 \times f_{\text{OSC}} \times C_2} + 2 \times \text{ESR}_{C_2} \right) I_{\text{OUT}}$$

Slowing the oscillator frequency reduces quiescent current. The oscillator frequency can be reduced by connecting a capacitor to the OSC pin.

Reducing the oscillator frequency increases the ripple voltage in the MAX1044/ICL7660. Compensate by increasing the values of the bucket and reservoir capacitors. For example, in a negative voltage converter, the pump frequency is around 4kHz or 5kHz. With the recommended 10µF bucket and reservoir capacitors, the circuit consumes about 70µA of quiescent current while providing 20mA of output current. Setting the

oscillator to 400Hz by connecting a 100pF capacitor to OSC reduces the quiescent current to about 15µA. Maintaining 20mA output current capability requires increasing the bucket and reservoir capacitors to 100µF.

Note that lower capacitor values can be used for lower output currents. For example, setting the oscillator to 40Hz by connecting a 1000pF capacitor to OSC provides the highest efficiency possible. Leaving the bucket and reservoir capacitors at 100µF gives a maximum I_{OUT} of 2mA, a no-load quiescent current of 10µA, and a power conversion efficiency of 98%.

General Precautions

- 1) Connecting any input terminal to voltages greater than V_+ or less than ground may cause latchup. Do not apply any input sources operating from external supplies before device power-up.
- 2) Never exceed maximum supply voltage ratings.
- 3) Do not connect C1 and C2 with the wrong polarity.
- 4) Do not short V_+ to ground for extended periods with supply voltages above 5.5V present on other pins.
- 5) Ensure that V_{OUT} (pin 5) does not go more positive than GND (pin 3). Adding a diode in parallel with C2, with the anode connected to V_{OUT} and cathode to LV, will prevent this condition.

Application Circuits

Negative Voltage Converter

Figure 8 shows a negative voltage converter, the most popular application of the MAX1044/ICL7660. Only two external capacitors are needed. A third power-supply bypass capacitor is recommended (0.1µF to 10µF)

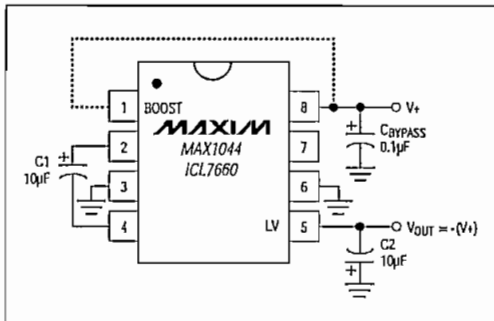


Figure 8. Negative Voltage Converter with BOOST and LV Connections

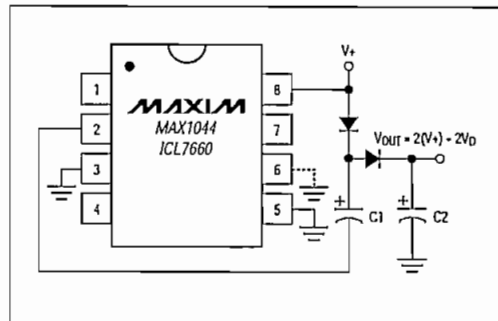


Figure 9. Voltage Doubler

Switched-Capacitor Voltage Converters

MAX1044/ICL7660

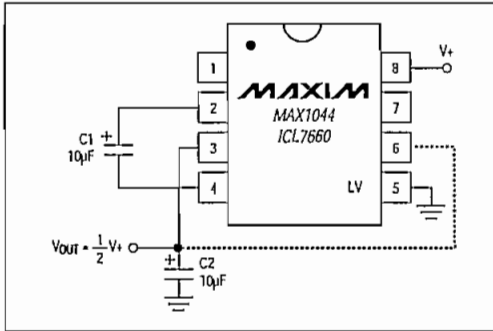


Figure 10. Voltage Divider

Positive Voltage Doubler

Figure 9 illustrates the recommended voltage doubler circuit for the MAX1044/ICL7660. To reduce the voltage drops contributed by the diodes (V_D), use Schottky diodes. For true voltage doubling or higher output currents, use the MAX660.

Voltage Divider

The voltage divider shown in Figure 10 splits the power supply in half. A third capacitor can be added between V_+ and V_{OUT-} .

Combined Positive Multiplication and Negative Voltage Conversion

Figure 11 illustrates this dual-function circuit. Capacitors C1 and C3 perform the bucket and reservoir functions for generating the negative voltage. Capacitors C2 and C4 are the bucket and reservoir

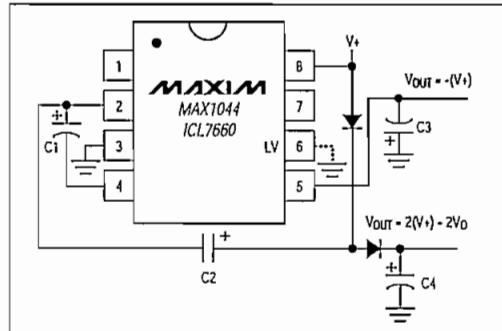


Figure 11. Combined Positive and Negative Converter

capacitors for the doubled positive voltage. This circuit has higher output impedances resulting from the use of a common charge-pump driver.

Cascading Devices

Larger negative multiples of the supply voltage can be obtained by cascading MAX1044/ICL7660 devices (Figure 12). The output voltage is nominally $V_{OUT} = -n(V_+)$ where n is the number of devices cascaded. The output voltage is reduced slightly by the output resistance of the first device, multiplied by the quiescent current of the second, etc. Three or more devices can be cascaded in this way, but output impedance rises dramatically. For example, the output resistance of two cascaded MAX1044s is approximately five times the output resistance of a single voltage converter. A better solution may be an inductive switching regulator, such as the MAX755, MAX759, MAX764, or MAX774.

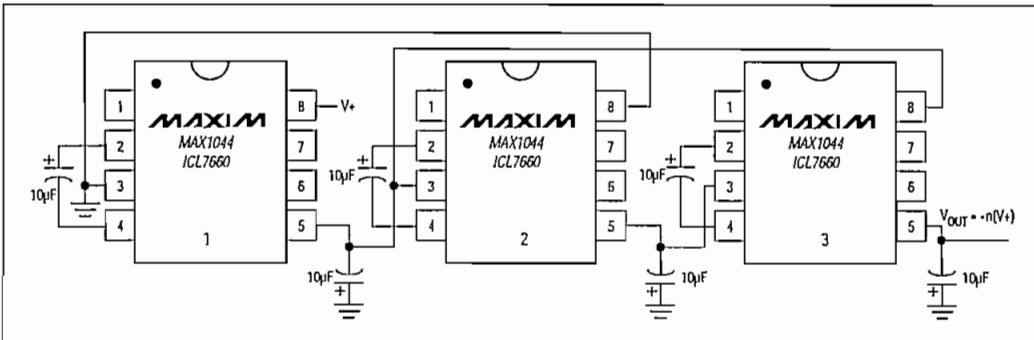


Figure 12. Cascading MAX1044/ICL7660 for Increased Output Voltage

Switched-Capacitor Voltage Converters

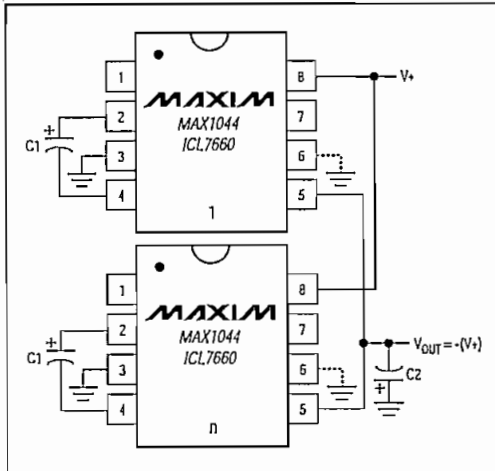


Figure 13. Paralleling MAX1044/ICL7660 to Reduce Output Resistance

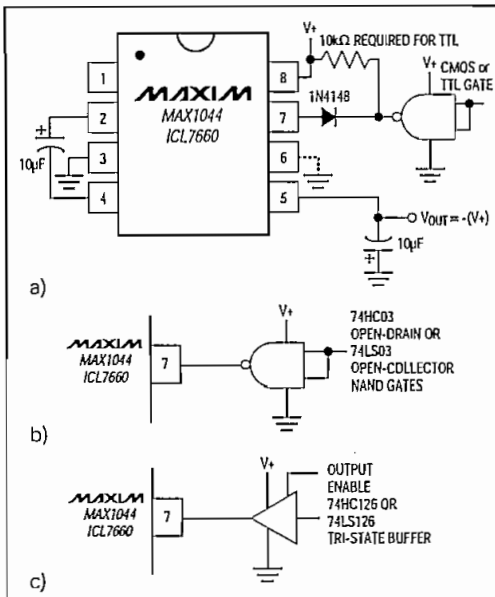


Figure 14a-14c. Shutdown Schemes for MAX1044/ICL7660

Paralleling Devices

Paralleling multiple MAX1044/ICL7660s reduces output resistance and increases current capability. As illustrated in Figure 13, each device requires its own pump capacitor C1, but the reservoir capacitor C2 serves all devices. The equation for calculating output resistance is:

$$R_{OUT} = \frac{R_{OUT}(\text{of MAX1044 or ICL7660})}{n \text{ (number of devices)}}$$

Shutdown Schemes

Figures 14a-14c illustrate three ways of adding shutdown capability to the MAX1044/ICL7660. When using these circuits, be aware that the additional capacitive loading on the OSC pin will reduce the oscillator frequency. The first circuit has the least loading on the OSC pin and has the added advantage of controlling shutdown with a high or low logic level, depending on the orientation of the switching diode.

Ordering Information (continued)

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1044ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX1044MJA	-55°C to +125°C	8 CERDIP**
ICL7660CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
ICL7660CSA	0°C to +70°C	8 SO
ICL7660CUA	0°C to +70°C	8 µMAX
ICL7660C/D	0°C to +70°C	Dice*
ICL7660EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
ICL7660ESA	-40°C to +85°C	8 SO
ICL7660AMJA†	-55°C to +125°C	8 CERDIP**
ICL7660AMTV†	-55°C to +125°C	8 TO-99**

* Contact factory for dice specifications.

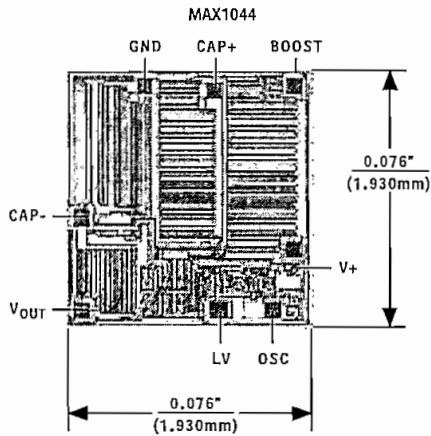
** Contact factory for availability.

† The Maxim ICL7660 meets or exceeds all "A" and "S" specifications.

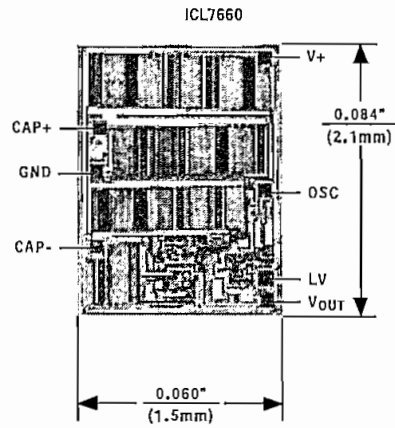
Switched-Capacitor Voltage Converters

MAX1044/ICL7660

Chip Topographies



TRANSISTOR COUNT: 72
SUBSTRATE CONNECTED TO V+



TRANSISTOR COUNT: 71
SUBSTRATE CONNECTED TO V+

Package Information

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.036	0.044	0.91	1.11
A1	0.004	0.008	0.10	0.20
B	0.010	0.014	0.25	0.36
C	0.005	0.007	0.13	0.18
D	0.116	0.120	2.95	3.05
E	0.116	0.120	2.95	3.05
e	0.0256		0.65	
H	0.188	0.198	4.78	5.03
L	0.016	0.026	0.41	0.66
α	0°	6°	0°	6°

21-0036

8-PIN μMAX PACKAGE

Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

12 _____ **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600**

© 1994 Maxim Integrated Products

Printed USA

MAXIM is a registered trademark of Maxim Integrated Products.

ANEXO N:
EQUIPOS DE MEDICIÓN

ANALIZADOR DE ESPECTROS

MARCA: Anritsu.

MODELO: MS710F.

NÚMERO DE SERIE: MT38798.

RANGO DE FRECUENCIA DE TRABAJO: 100 kHz – 23 GHz.

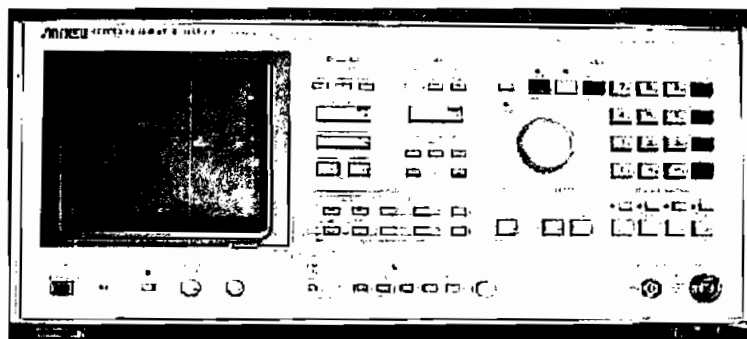


Figura M.1.- Analizador de espectros Anritsu MS710F

OSCILOSCOPIO

MARCA: Tektronix.

MODELO: 2465.

NÚMERO DE SERIE: LR49130C.

RANGO DE FRECUENCIA DE TRABAJO: 0 Hz – 300 MHz.

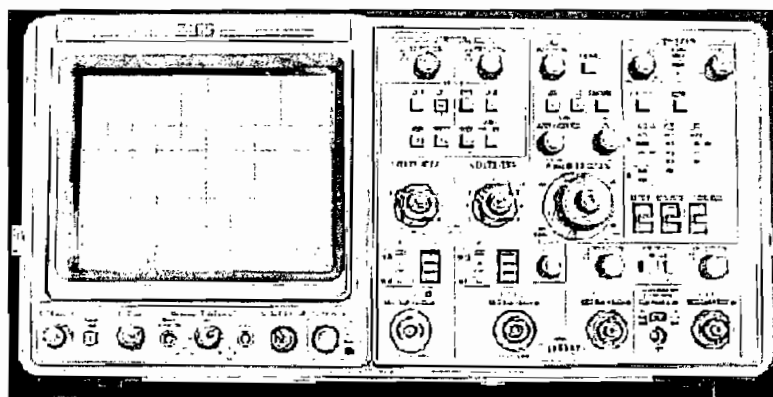


Figura M.2.- Osciloscopio Tektronix 2465

MEDIDOR DE POTENCIA

MARCA: Hewlett Packard

MODELO: 437B

NÚMERO DE SERIE: 3125U08026

RANGO DE FRECUENCIA DE TRABAJO: 100 kHz – 110 GHz.

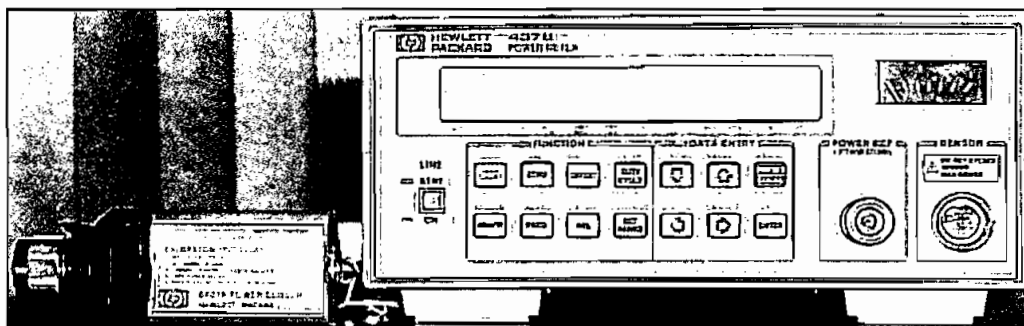


Figura M.3.- Medidor de potencia de señales de radiofrecuencia HP 437B

TELÉFONO CELULAR NOKIA 5160

MARCA: Nokia.

MODELO: 5160.

TECNOLOGÍA: AMPS 800 MHz / TDMA 800 MHz /
TDMA 1900 MHz.

Pout: 25 dBm.

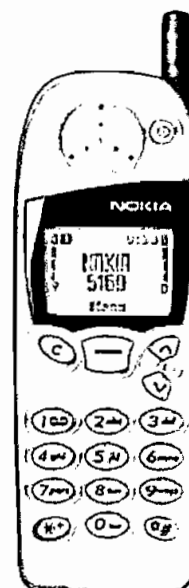


Figura M.4.- Teléfono celular Nokia 5160

TELÉFONO CELULAR MOTOROLA 120t

MARCA: Motorola.

MODELO: 120t.

TECNOLOGÍA: AMPS 800 MHz / TDMA 800 MHz /
TDMA 1900 MHz.

Pout: 28 dBm.



Figura M.4.- Teléfono celular Motorola 120t

TELÉFONO CELULAR AUDIOVOX CDM-8500

MARCA: Audiovox.

MODELO: CDM-8500.

TECNOLOGÍA: AMPS 800 MHz / CDMA2000 1X 800 MHz /
CDMA2000 1X 1900 MHz.

Pout: 20 dBm.

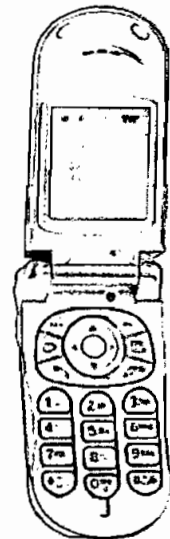


Figura M.5.- Teléfono celular Audiovox CDM-8500