

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN ENLACE REMOTO PARA LA EMISORA
RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO”**

**EDWARD ALEXANDER BENAVIDES CÓRDOBA
FRANCISCO JAVIER ZARAMA ROMERO**

**UNIVERSIDAD DE NARIÑO
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SAN JUAN DE PASTO
2010**

**“DISEÑO IMPLEMENTACIÓN DE UN ENLACE REMOTO PARA LA EMISORA
RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO”**

**EDWARD ALEXANDER BENAVIDES CÓRDOBA
FRANCISCO JAVIER ZARAMA ROMERO**

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

**Director
Ing. Luis Aurelio Cortés Castro**

**UNIVERSIDAD DE NARIÑO
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SAN JUAN DE PASTO
2010**

“LAS IDEAS Y CONCLUSIONES APORTADAS EN EL TRABAJO DE GRADO,
SON DE RESPONSABILIDAD EXCLUSIVA DE LOS AUTORES”

ARTICULO 1 DEL ACUERDO No. 324 DE OCTUBRE 11 DE 1966, EMANADO
DEL HONORABLE CONSEJO DIRECTIVO DE LA UNIVERSIDAD DE NARIÑO

Nota de aceptación:

Firma del presidente del jurado

Firma jurado

Firma jurado

San Juan de Pasto, Noviembre de 2010.

“En memoria del Ingeniero José Rodríguez Martínez (q.e.p.d).”

AGRADECIMIENTOS

De manera muy especial a nuestros padres por el incondicional y constante apoyo en el transcurso de todos los años de estudio.

Al ingeniero electrónico Luis Aurelio Cortés Castro vinculado a la empresa TELEFÓNICA TELECOM, por ofrecer orientación y asesoría durante el desarrollo del proyecto y el tiempo empleado en la dirección general del trabajo de grado.

A Miguel López director de la emisora RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO y Hugo Chirán, subdirector de la emisora, por su buena disposición para orientar el proceso de formulación del proyecto y préstamo de equipos.

Al plantel de profesores del programa de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Nariño, por brindarnos sus conocimientos y orientación durante el proceso de formación profesional.

RESUMEN

A través de este proyecto se logró diseñar e implementar un sistema de enlace radial para la emisora RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO constituido por un equipo transmisor portable de operación itinerante y también por un equipo receptor fijo.

El sistema transmite y recupera dos canales de audio multiplexados (estéreo) utilizando una frecuencia portadora desde los 150 MHz hasta los 155 MHz, a una potencia máxima de 2 vatios y un ancho de banda de 12.5 KHz.

Con el fin de asegurar estabilidad en la frecuencia de transmisión y recepción en los equipos; se implementaron procesos de síntesis de frecuencia manejados por microcontroladores, conjuntamente se diseñaron circuitos de compensación; con los cuales se corrigen las variaciones de fase y frecuencia causadas por cambios en la temperatura.

En la construcción del sistema se utilizan mayoritariamente componentes de montaje superficial y placas de doble faz con lo cual se obtienen equipos livianos, con menor consumo de energía, menor tamaño y mejor calidad en las señales transmitidas y recuperadas.

Palabras clave: Telecomunicaciones, radio, frecuencia modulada, estéreo, PLL, síntesis de frecuencia, compensación de temperatura.

ABSTRACT

By means of this project was designed and built a radio link system for the university broadcasting station, RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO, constituted by a portable transmitter of itinerant operation and a fixed receiver.

The system transmits and recovers two multiplexed audio channels (stereo) using a carrier frequency from 150 MHz up to 155 MHz with a maximum power of 2 watts and a bandwidth of 12.5 MHz.

With the purpose to assure the frequency stability of the transmitter and receiver, processes of frequency synthesis managed across microcontrollers were built, also compensation circuits were designed to correct variations of phase and frequency caused by temperature changes.

In the construction of this system are used mainly surface mount devices and double face plates to obtain light equipments, with low power consumption and the best quality in the transmitted and recovered signals.

Key words: Telecommunications, radio, modulated frequency, stereo, PLL, frequency synthesis, temperature compensation.

CONTENIDO

	PÁG.
INTRODUCCIÓN	19
1. MARCO LEGAL	20
2. MARCO CONCEPTUAL	23
2.1 EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO	23
2.1.1 El espectro radioeléctrico	24
2.2 COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS	26
2.2.1 La radio	27
2.3 SEÑALES ANALÓGICAS	27
2.3.1 Parámetros o magnitudes fundamentales de una señal analógica	28
2.4 MODULACIÓN	28
2.4.1 Tipos de modulación	30
2.5 MODULACIÓN EN FRECUENCIA FM	30
2.5.1 Características principales de FM	33
2.6 MULTIPLEXACIÓN ESTÉREO	34
2.6.1 Generación de una señal multiplexada de FM estéreo	34
2.7 DEMULTIPLEXACIÓN ESTÉREO	35
2.8 VCO (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR)	36
2.9 PLL (PHASE LOCKED LOOP)	36
2.9.1 Análisis de un PLL como un sistema realimentado de control	37
2.10 SINTETIZADOR DE FRECUENCIAS	38
2.11 RECEPTORES DE DOBLE CONVERSIÓN DE FRECUENCIA	39
2.12 CIRCUITOS DE ÉNFASIS Y DEÉNFAIS	40
2.13 FILTROS DE SELECTIVIDAD	41
2.14 SINTONIZADORES FM	41
2.15 AMPLIFICADOR DE FI	42
2.16 CIRCUITOS LIMITADORES	43

2.17 DETECTORES DE FM	44
2.17.1 Detector de cuadratura	45
3. DISEÑO DEL TRANSMISOR	47
3.1 ADECUACIÓN DE LA SEÑAL	47
3.2 PREÉNFASIS	49
3.3 FILTRO PASABAJOS	50
3.4 CODIFICADOR ESTÉREO	51
3.5 MODULADOR FM	53
3.6 ADAPTACIÓN DE LA SEÑAL MODULADA	54
3.7 OSCILADOR DE REFERENCIA Y COMPENSACIÓN EN TEMPERATURA	56
3.8 MÓDULO PREESCALER DUAL	57
3.9 SÍNTESIS DE FRECUENCIA	58
3.10 CONTROL DEL PROCESO DE SÍNTESIS DE FRECUENCIA	61
3.10.1 Programación de datos en el integrado sintetizador	62
3.11 CONTROL DE LA FRECUENCIA DE TRANSMISIÓN	63
3.12 PREAMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA	66
3.13 AMPLIFICADOR DE 2 VATIOS	68
3.14 FILTRO ANTI ARMÓNICAS	69
3.15 FUENTES DE ENERGÍA	71
3.16 ANTENA DE TRANSMISIÓN	72
3.17 CONTROL DIGITAL Y VISUALIZACIÓN LCD	74
4. DISEÑO DEL RECEPTOR	76
4.1 SINTONIZADOR	76
4.2 PREAMPLIFICADOR Y FILTRO DE RF	78
4.3 MEZCLADOR	79
4.4 AMPLIFICADOR Y FILTRO DE FI	80
4.5 DEMODULADOR FM	81
4.6 PREAMPLIFICADOR DE AUDIO	83
4.7 FILTRO PASA ALTAS DE AF	84
4.8 DEÉNFASIS DE AF	85

4.9 DECODIFICACIÓN ESTÉREO	86
4.10 SINTETIZADOR DE FRECUENCIAS	88
4.11 OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE VCO	92
5 IMPLEMENTACIÓN Y CONFIGURACIÓN	94
5.1 IMPLEMENTACIÓN Y CONFIGURACIÓN DEL TRANSMISOR	94
5.2 IMPLEMENTACIÓN Y CONFIGURACIÓN DEL RECEPTOR	99
6. ESTUDIO TOPOGRAFICO Y DE LA POTENCIA DE TRANSMISIÓN EN LA CIUDAD DE SAN JUAN DE PASTO	104
6.1 POTENCIA DE TRANSMISIÓN	104
6.1.1 Pérdidas en trayectoria por espacio libre	104
6.2 ANÁLISIS TOPOGRÁFICO DE PASTO (PORCENTAJE DE LIBERACIÓN)	107
7. CONCLUSIONES	122
8. RECOMENDACIONES	123
9. BIBLIOGRAFÍA	124
10. ANEXOS	125

LISTA DE TABLAS

	PÁG.
Tabla 1. Frecuencias radioeléctricas para radios portátiles de operación.	21
Tabla 2. División del espectro radioeléctrico.	25
Tabla 3. Características de la modulación.	53
Tabla 4. Rangos de programación de los contadores en el sintetizador.	59
Tabla 5. Características del mezclador.	79
Tabla 6. Características de la demodulación. Potencia de entrada -30 dBm.	81
Tabla 7. Características del decodificador estéreo.	86
Tabla 8. Potencia necesaria para mantener el enlace radial.	105
Tabla 9. Porcentajes de liberación en las zonas obstaculizadas de Pasto.	108

LISTA DE FIGURAS

	PÁG.
Figura 1. Espectro electromagnético.	23
Figura 2. Espectro radioeléctrico.	24
Figura 3. Diagrama de bloques simplificado de un sistema de comunicaciones.	26
Figura 4. Parámetros fundamentales de una señal analógica.	28
Figura 5. Modulación.	29
Figura 6. Modulación en frecuencia.	31
Figura 7. Multiplexación estéreo para FM.	34
Figura 8. Variación de la frecuencia respecto al voltaje en un VCO.	36
Figura 9. Diagrama en bloques básico de un PLL.	36
Figura 10. PLL (Análisis en frecuencia).	37
Figura 11. Diagrama en bloques de un sintetizador de frecuencias.	38
Figura 12. Sintetizador de frecuencias (Análisis en frecuencia).	38
Figura 13. Receptor de doble conversión de frecuencia.	39
Figura 14. Respuesta en frecuencia de preacentuación y desacentuación.	40
Figura 15. Curva característica del limitador de amplitud.	43
Figura 16. Limitación simétrica de la señal.	44
Figura 17. Diagrama general de un detector de cuadratura.	45
Figura 18. Circuitos para la adecuación de canales.	47
Figura 19. Diagrama eléctrico en bloques del transmisor.	48
Figura 20. Circuito de preénfasis.	49
Figura 21. Análisis en frecuencia del circuito de preénfasis.	49
Figura 22. Circuito filtro pasa bajos.	50
Figura 23. Análisis en frecuencia del filtro pasa bajos.	50
Figura 24. Codificador NJM 2035.	51
Figura 25. Diagrama eléctrico entrada de audio y codificador estéreo (Transmisor).	52
Figura 26. Modulador NJM 2519.	53
Figura 27. Onda portadora modulada en frecuencia.	53
Figura 28. Circuito de adaptación para la señal modulada.	54
Figura 29. Onda modulada de entrada y señales de salida por cada etapa.	54
Figura 30. Diagrama eléctrico modulación y adaptación (Transmisor).	55
Figura 31. Circuito compensador de temperatura.	56
Figura 32. Variación de la frecuencia del cristal vs temperatura.	57
Figura 33. Oscilación de referencia.	57
Figura 34. Circuito módulo preescaler dual.	57
Figura 35. Circuito sintetizador de frecuencia.	58

Figura 36. Diagrama en bloques del MC145158.	59
Figura 37. Señales f_R - f_V y salidas de control PD out, ϕ_R y ϕ_V .	60
Figura 38. Selector de frecuencia y codificación BCD.	61
Figura 39. Circuito de control para la síntesis de frecuencia.	61
Figura 40. Contador de referencia y contadores $\div A$ y $\div N$.	62
Figura 41. Señales de programación para el sintetizador MC 145158.	62
Figura 42. Circuito de control de frecuencia.	63
Figura 43. Señal PDout con f_V en adelanto, en fase y en atraso.	63
Figura 44. Voltajes de control para la frecuencia de transmisión (VTX).	64
Figura 45. Variación de la frecuencia respecto al voltaje de control.	64
Figura 46. Diagrama eléctrico sintetizador de frecuencias (Transmisor).	65
Figura 47. Circuito preamplificador.	66
Figura 48. Voltaje y corriente de salida del preamplificador.	67
Figura 49. Circuito amplificador de 2W.	68
Figura 50. Filtro anti armónicas.	70
Figura 51. Atenuación del filtro anti armónicas.	70
Figura 52. Fuentes de energía.	71
Figura 53. Diagrama eléctrico amplificador, filtro RF y fuente.	73
Figura 54. Diagrama eléctrico pantalla LCD y control digital.	75
Figura 55. Sintonizador.	76
Figura 56. Diagrama eléctrico en bloques del receptor.	77
Figura 57. Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda.	78
Figura 58. Circuito preamplificador RF.	78
Figura 59. Ganancia de la señal en el preamplificador.	79
Figura 60. Respuesta en frecuencia del preamplificador.	79
Figura 61. Mezclador doblemente balanceado.	80
Figura 62. Filtro de FI.	80
Figura 63. Respuesta en frecuencia del filtro de FI.	80
Figura 64. Amplificador de FI.	81
Figura 65. Respuesta en frecuencia del amplificador de FI.	81
Figura 66. Demodulador FM.	82
Figura 67. Preamplificador AF.	83
Figura 68. Señal de audio amplificada.	83
Figura 69. Respuesta en frecuencia preamplificador AF.	83
Figura 70. Filtro activo.	84
Figura 71. Respuesta en frecuencia filtro pasa altas de AF.	84
Figura 72. Circuito de deénfasis.	85
Figura 73. Respuesta en frecuencia circuito deénfasis.	85
Figura 74. Ganancia de deénfasis de AF.	85
Figura 75. Filtro decodificador estéreo.	86
Figura 76. Respuesta en frecuencia filtro decodificador estéreo.	86
Figura 77. Audio estéreo (Receptor).	87
Figura 78. Diagrama de bloques del sintetizador.	88

Figura 79. Contador R y preescaler P.	89
Figura 80. Contador A y B.	89
Figura 81. Tiempos de programación para el sintetizador LMX1501A.	90
Figura 82. Filtro de tercer orden.	90
Figura 83. Comportamiento de la señal DO y LD según FR y FP.	90
Figura 84. Sintetizador de frecuencia (Receptor).	91
Figura 85. Oscilador Colpitts.	92
Figura 86. Relación entre la frecuencia del VCO y la señal de control.	92
Figura 87. VCO y Fuentes de Energía (Receptor).	93
Figura 88. Pantalla LCD.	94
Figura 89. Equipo transmisor de radio enlace portable.	95
Figura 90. Vista superior de la placa P1.	96
Figura 91. Vista inferior de la placa P1.	96
Figura 92. Vista superior de la placa P2.	97
Figura 93. Vista inferior de la placa P2.	98
Figura 94. Equipo receptor de radio enlace.	100
Figura 95. Vista superior de la placa P3.	101
Figura 96. Rutas impresas en la placa P3.	102
Figura 97. Potencia requerida para mantener el enlace radial.	106
Figura 98. Variables que intervienen en el cálculo del porcentaje de liberación.	107
Figura 99. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 1.	109
Figura 100. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 2.	110
Figura 101. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 3.	111
Figura 102. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 4.	112
Figura 103. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 5.	113
Figura 104. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 6.	114
Figura 105. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 7.	115
Figura 106. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 8.	116
Figura 107. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 9.	117
Figura 108. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 10.	118
Figura 109. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 11.	119
Figura 110. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 12.	120
Figura 111. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. San Juan de Pasto.	121

LISTA DE ANEXOS

	PÁG.
Anexo A Fotografías del transmisor y del receptor.	125
Anexo B. Circuito impreso cara superior de la placa P2.	127
Anexo C. Circuito impreso cara inferior de la placa P2.	128
Anexo D. Circuito impreso cara superior de la placa P1.	129
Anexo E. Circuito impreso cara inferior de la placa P1.	129
Anexo F. Circuito impreso cara superior de la placa P3.	130
Anexo G. Comunas de la ciudad de San Juan de Pasto.	131
Anexo H. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 1.	132
Anexo I. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 2.	133
Anexo J. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 3.	134
Anexo K. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 4.	135
Anexo L. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 5.	136
Anexo M. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 6.	137
Anexo N. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 7.	138
Anexo O. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 8.	139
Anexo P. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 9.	140
Anexo Q. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 10.	142
Anexo R. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 11.	143
Anexo S. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 12.	144
Anexo T. Mapa curvas de nivel de la ciudad de San Juan de Pasto.	145

GLOSARIO

ARMÓNICAS: Son las señales que se obtienen como resultado de multiplicar la frecuencia fundamental por un número entero.

CIRCUITO RLC: Es un circuito eléctrico compuesto por una resistencia (R), una bobina (L) y un condensador (C); conectados en serie o en paralelo.

DEÉNFASIS: Procedimiento para reducir la amplitud de las frecuencias altas después de su detección en los receptores, con el fin de restituir el nivel relativo original de la banda de transmisión.

ESPURIAS: Aquellas señales no deseadas que se producen a consecuencia de la modulación, la amplificación o la misma generación de las señales de radio. No siempre una armónica es una espuria.

FRECUENCIA INTERMEDIA (FI): Es la frecuencia que se obtiene de mezclar la señal sintonizada en una antena con una frecuencia variable generada localmente en el propio aparato (receptor) mediante un oscilador local y que guarda con ella una diferencia constante.

IMPREScriptible: Que no pierde efectividad, valor, derecho, acción o responsabilidad por haber transcurrido el tiempo fijado por la ley.

INENAJENABLE: Se aplica a la propiedad que no puede ser vendida o cedida legalmente.

INTERFERENCIA: En telecomunicaciones es cualquier proceso que altera, modifica o destruye una señal modulada durante su trayecto en el canal existente entre el emisor y el receptor.

MEZCLADOR DE FRECUENCIA: Circuito no lineal variante en el tiempo capaz de mezclar dos señales de entrada a frecuencias diferentes, produciendo a su salida una señal como resultado de la combinación lineal (suma o diferencia) de las dos frecuencias de entrada.

MODULACIÓN: Modificación de la frecuencia, fase o amplitud de una onda electromagnética para mejorar la transmisión y recepción de señales de información.

MULTIPLEXACIÓN: Combinación de dos o más señales de información en un solo medio de transmisión usando un dispositivo llamado multiplexor. El proceso inverso se conoce como demultiplexación.

PLL: (Phase Locked Loop), circuito realimentado cuyo objetivo principal consiste en generar una señal con fase y frecuencia coincidentes con la entrada dentro de un margen determinado.

PORCENTAJE DE MODULACIÓN: Es la razón de la oscilación real de la frecuencia a la oscilación de frecuencia definida como el 100% de modulación a una oscilación de frecuencia de 75 KHz.

PREÉNFASIS: Incremento del nivel de altas frecuencias de audio en proporción directa al aumento de amplitud del ruido en dichas frecuencias, antes de la modulación, con el fin de mantener una relación constante a través de toda la banda de transmisión.

RELACIÓN SEÑAL A RUIDO: Se define como el margen que hay entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia del ruido que la corrompe. Este margen se mide en decibelios.

SINTETIZADOR DE FRECUENCIAS: Circuito electrónico que ofrece una frecuencia múltiplo de una referencia externa; la cual determina la resolución y exactitud de oscilación.

TRANSMISIÓN ESTEREOFÓNICA: Transmisión de dos canales de audiofrecuencia independientes, uno como canal principal y otro como subcanal estereofónico, por medio de un canal único de radiodifusión en frecuencia modulada (F.M.).

VCO: (Voltage Controlled Oscillator), dispositivo electrónico que usa amplificación, realimentación y circuitos resonantes para crear a su salida una señal eléctrica periódica de frecuencia proporcional a la tensión de entrada.

INTRODUCCIÓN

La invención de la radio difusión constituye un gran aporte a los sistemas de comunicación humana, ya que la información llega masivamente a las personas acompañándolas en sus labores diarias.

RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO 101.1 FM emite contenidos diarios a la ciudad de San Juan de Pasto desde sus instalaciones ubicadas en la sede VIPRI (Vicerrectora de Investigaciones, Postgrados y Relaciones Internacionales) de la Universidad de Nariño y este proyecto pretende vincularse con esta dependencia desarrollando un equipo de radio enlace remoto que permita a la emisora el cubrimiento de eventos en vivo por fuera del estudio desde lugares donde exista línea de vista directa con la torre de antenas de la emisora.

El desarrollo del equipo se basa en las conclusiones obtenidas gracias al estudio topográfico de la ciudad de Pasto en relación a los requerimientos para mantener el enlace radial y también a la normatividad vigente en telecomunicaciones; de cuyos análisis se obtienen las especificaciones técnicas para realizar el diseño y la implementación del proyecto, satisfaciendo la necesidad de cobertura y calidad del sonido en la transmisión.

1. MARCO LEGAL

“El espectro electromagnético es de propiedad exclusiva del Estado y como tal constituye un bien de dominio público, inenajenable e imprescriptible, cuya gestión, administración y control corresponden al Ministerio de Comunicaciones”^[1].

“Las facultades de gestión, administración y control del espectro electromagnético comprenden, entre otras, las actividades de planeación y coordinación, la fijación del cuadro de frecuencias, la asignación y verificación de frecuencias, el otorgamiento de permisos para su utilización, la protección y defensa del espectro radioeléctrico, la comprobación técnica de emisiones radioeléctricas, el establecimiento de condiciones técnicas de equipos terminales y redes que utilicen en cualquier forma el espectro radioeléctrico, la detección de irregularidades y perturbaciones, y la adopción de medidas tendientes a establecer el correcto y racional uso del espectro radioeléctrico y a restablecerlo en caso de perturbación o irregularidades”^[2].

“El Ministerio de Comunicaciones consideró necesario acoger los estudios adelantados por el Centro de Investigación de las Telecomunicaciones CINTEL para que se adopte por vía reglamentaria el uso libre del espectro radioeléctrico en aplicaciones industriales, científicas y médicas ICM y dispositivos electrónicos que por su baja potencia y corto alcance pueden ser operados en determinadas bandas de frecuencias sin que logren causar interferencia perjudicial a servicios de telecomunicaciones primarios o secundarios.”

“En razón de los adelantos tecnológicos se hace necesario designar y atribuir unas frecuencias y bandas de frecuencias radioeléctricas para su uso libre por parte del público en general”^[3].

Artículo 3º. FRECUENCIAS Y BANDAS DE FRECUENCIAS. Las frecuencias y bandas de frecuencias radioeléctricas relacionadas a continuación, podrán ser utilizadas libremente por el público en general, en aplicaciones de: telemetría, telecomando, telealarmas, telecontrol vehicular, dispositivos de operación momentánea, microfonía inalámbrica y transreceptores de voz y datos y radios portátiles de operación itinerante, que posean bajos niveles de potencia o de intensidad de campo, con las características técnicas particulares descritas en los siguientes casos”^[4].

^[1] COLOMBIA. PRESIDENCIA DE LA REPÚBLICA. Artículo 19, decreto 1900. Bogotá, 1990.

^[2] COLOMBIA. PRESIDENCIA DE LA REPÚBLICA. Artículo 19, decreto 1900. Bogotá, 1990.

^[3] COLOMBIA. MINISTERIO DE COMUNICACIONES. Consideraciones 5ª y 6ª, resolución 0797. Bogotá, 2001.

^[4] COLOMBIA. MINISTERIO DE COMUNICACIONES. Artículo 3º, resolución 0797. Bogotá, 2001.

Tabla 1. Frecuencias radioeléctricas para radios portátiles de operación itinerante^[5].

FRECUENCIAS RADIOELÉCTRICAS (MHz)	LÍMITE DE POTENCIA(mW)	ANCHO DE BANDA DE CANAL (KHz)	APLICACIÓN
462,5625	500	12,5	Radios portátiles de operación itinerante, con potencia menor a 0,5 vatios.
462,5875	500	12,5	
462,6125	500	12,5	
462,6375	500	12,5	
462,6625	500	12,5	
462,6875	500	12,5	
462,7125	500	12,5	
467,5625	500	12,5	
467,5875	500	12,5	
467,6125	500	12,5	
467,6375	500	12,5	
467,6625	500	12,5	
467,6875	500	12,5	
467,7125	500	12,5	
151,6125	2000	12,5	Radios portátiles, de operación itinerante, con potencia menor a 2 vatios.
153,0125	2000	12,5	
467,7625	2000	12,5	
467,8125	2000	12,5	

“Artículo 4º. DE LOS RADIOS PORTÁTILES ITINERANTES. Los radios portátiles de operación itinerante descritos en la Tabla 3.7 del artículo 3º de la presente Resolución deberán operar dentro de las características técnicas especificadas y cumplir con las siguientes condiciones:

4.1 COORDINACIÓN. Las frecuencias radioeléctricas atribuidas para la operación itinerante no requieren coordinación en frecuencia. Las frecuencias podrán ser utilizadas y compartidas por múltiples usuarios, en un mismo instante de tiempo, mediante codificación programada de canal o de clave de usuario, sin que éstos lleguen a reclamar interferencia perjudicial o privacidad en la comunicación.

^[5] COLOMBIA. MINISTERIO DE COMUNICACIONES. Tabla 3.7 del artículo 3º, resolución 0797. Bogotá, 2001.

4.2 MODO DE OPERACIÓN. Los radios portátiles de operación itinerante, deberán operar exclusivamente en modo de operación radio a radio. Queda prohibido el uso de estaciones de base o de repetidoras de enlace o cubrimiento, así como el acceso a la red telefónica pública conmutada RTPC o a otras redes privadas o públicas de telecomunicaciones.”^[6]

“**Artículo 5o.** INTERFERENCIAS PERJUDICIALES. Los sistemas, equipos, aparatos y dispositivos que utilicen para su operación las frecuencias y bandas de frecuencias previstas en la presente resolución, no deben causar interferencia perjudicial a las estaciones de un servicio primario o secundario a las que se les hayan asignado frecuencias con anterioridad o se les puedan asignar en el futuro, ni tampoco podrán reclamar protección contra interferencias perjudiciales causadas por estaciones de un servicio primario o secundario”^[7].

“**Artículo 6o.** INFRACCIONES Y SANCIONES EN MATERIA DE TELECOMUNICACIONES. Los usuarios de las frecuencias y bandas de frecuencias de que trata la presente resolución, que utilicen libremente el espectro radioeléctrico para su telecomunicación, deberán operar sus aparatos exclusivamente en las frecuencias radioeléctricas atribuidas y dentro de los parámetros técnicos establecidos”^[8]. La contravención a la presente disposición dará lugar a las sanciones de orden administrativo a que hubiere lugar, acorde con el Decreto Ley 1900 de 1990 y conforme a las normas legales vigentes.

“**Artículo 7o.** VIGENCIA. Esta resolución rige a partir de su publicación y deroga las normas que le sean contrarias”^[9].

^[6] COLOMBIA. MINISTERIO DE COMUNICACIONES. párrafos 4.1 y 4.2, artículo 4º, resolución 0797. Bogotá, 2001.

^[7] COLOMBIA. MINISTERIO DE COMUNICACIONES. Artículo 5º, resolución 0797. Bogotá, 2001.

^[8] COLOMBIA. MINISTERIO DE COMUNICACIONES. Artículo 6º, resolución 0797. Bogotá, 2001.

^[9] COLOMBIA. MINISTERIO DE COMUNICACIONES. Artículo 7º, resolución 0797. Bogotá, 2001.

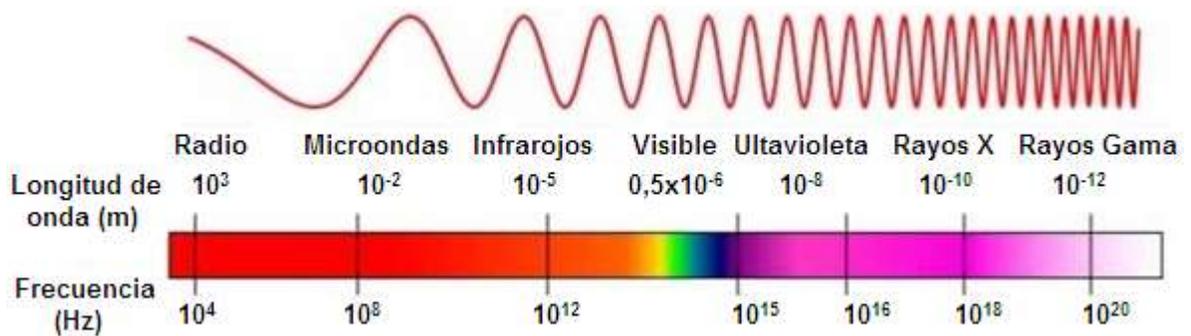
2. MARCO CONCEPTUAL

2.1 EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO

El espectro electromagnético es el conjunto de frecuencias de radiación electromagnética. Comprende desde las frecuencias de 10 a 100 Hertzios correspondientes a los campos producidos por las actividades de generación y transmisión de electricidad, hasta frecuencias mayores a los 10^{20} Hertzios que corresponden a la radiación de los rayos cósmicos.

Generalmente, la radiación electromagnética se clasifica por la longitud de onda como se muestra en la figura 1: ondas de radio, microondas, infrarroja y región visible, que se percibe como luz, rayos ultravioleta, rayos X y rayos gamma.

Figura 1. Espectro electromagnético.



Se piensa que el límite de la longitud de onda corta está en las cercanías de la longitud Planck, mientras que el límite de la longitud de onda larga es el tamaño del universo mismo, aunque en principio el espectro sea infinito y continuo.

Una onda electromagnética con una longitud de onda particular λ (en el vacío) tiene una frecuencia asociada f y una energía fotónica E . Así, el espectro electromagnético puede expresarse en términos de cualquiera de estas tres variables mediante las ecuaciones:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad ; \quad c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

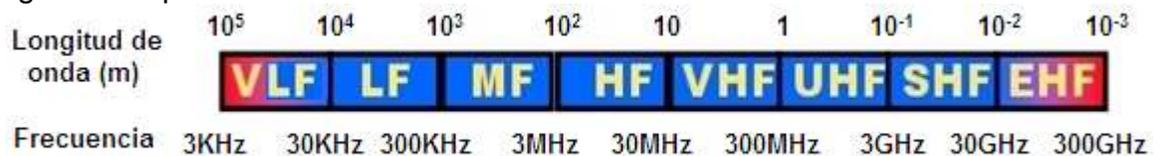
$$E = h \times f \quad ; \quad h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J.s}$$

De este modo, las ondas electromagnéticas de alta frecuencia tienen una longitud de onda corta y energía alta; las ondas de frecuencia baja tienen una longitud de

onda larga y energía baja. Las longitudes de onda de la radiación electromagnética, sin importar el medio por el que viajen, son por lo general, citadas en términos de longitud de onda en el vacío, aunque no siempre se declara explícitamente.

2.1.1 El espectro radioeléctrico. La Unión Internacional de Telecomunicaciones (U.I.T.) define por espectro radioeléctrico a las frecuencias del espectro electromagnético cuya frecuencia se fija convencionalmente por debajo de 300 GHz que se propagan por el espacio sin guía artificial (ver figura 2), usadas para los servicios de difusión, servicios móviles, de policía, bomberos, radioastronomía, meteorología y servicios fijos. Este no es un concepto estático, pues a medida que avanza la tecnología se aumentan o disminuyen rangos de frecuencia utilizados en comunicaciones.

Figura 2. Espectro radioeléctrico.



El espectro radioeléctrico o de ondas de radio comprende desde los 3 KHz de frecuencia, con una longitud de onda de 100.000 m (100 km), hasta los 300 GHz de frecuencia, con una longitud de onda de 0,001 m (1 mm).

Muchas estaciones locales de radio comercial de todo el mundo utilizan ondas portadoras de frecuencia media, comprendidas entre 500 y 1.700 Kilociclos por segundo o KiloHertz (KHz). Esta banda de frecuencias, comprendida dentro de la banda MF (Medium Frequencies - Frecuencias Medias), se conoce como OM (Onda Media) o MW (Medium Wave). Sus longitudes de onda se miden en metros, partiendo desde los 1.000 m y disminuyendo progresivamente hasta llegar a los 100 m.

"En las bandas VLF, LF y MF las ondas de radio siguen la curvatura de la tierra y cruzan con facilidad los edificios pero su ancho de banda es bajo"^[10].

Cuando el oscilador de un transmisor de ondas de radio genera frecuencias comprendidas entre 3 y 30 millones de ciclos por segundo o MegaHertz (MHz), se encuentra en la banda de frecuencias altas de OC (Onda Corta) o SW (Short Wave), insertadas dentro de la banda HF (High Frequencies – Altas Frecuencias), que cubren distancias mucho mayores que las ondas largas y medias.

^[10] TANENBAUM, Andrew S. Redes de computadoras. Cuarta ed. México D.F: Prentice Hall, 2003. p. 101.

Esas frecuencias de ondas cortas (OC) se emplean, fundamentalmente, para estaciones de radio comercial y gubernamental que transmiten programas dirigidos a otros países. Cuando las ondas de radio alcanzan esas altas frecuencias, su longitud se reduce, progresivamente, desde los 100 a los 10 metros.

Dentro del espectro electromagnético de las ondas de radiofrecuencia se incluyen también las ondas de FM y las de televisión, que ocupan las bandas de VHF (Very High Frequencies – Frecuencias Muy Altas) y UHF (Ultra High Frequencies – Frecuencias Ultra Altas). Dentro de la banda de UHF funcionan los teléfonos celulares, los receptores GPS (Global Positioning System – Sistema de Posicionamiento Global) y las comunicaciones espaciales.

Luego de las bandas de UHF se encuentran las bandas SHF (Super High Frequencies – Frecuencias Súper Altas) y EHF (Extremely High Frequencies – Frecuencias Extremadamente Altas). En la banda SHF funcionan los satélites de comunicación, radares, enlaces por microonda y los hornos domésticos de microondas. En la banda EHF funcionan también señales de radar y equipos de radionavegación. Las ondas de radio son una pequeña porción del denominado espectro de ondas electromagnéticas. Estas ondas reciben también el nombre de corrientes de radiofrecuencia RF. En la tabla 2 se muestran los intervalos de frecuencia y longitud de onda para cada banda del espectro radioeléctrico,

Tabla 2. División del espectro radioeléctrico.

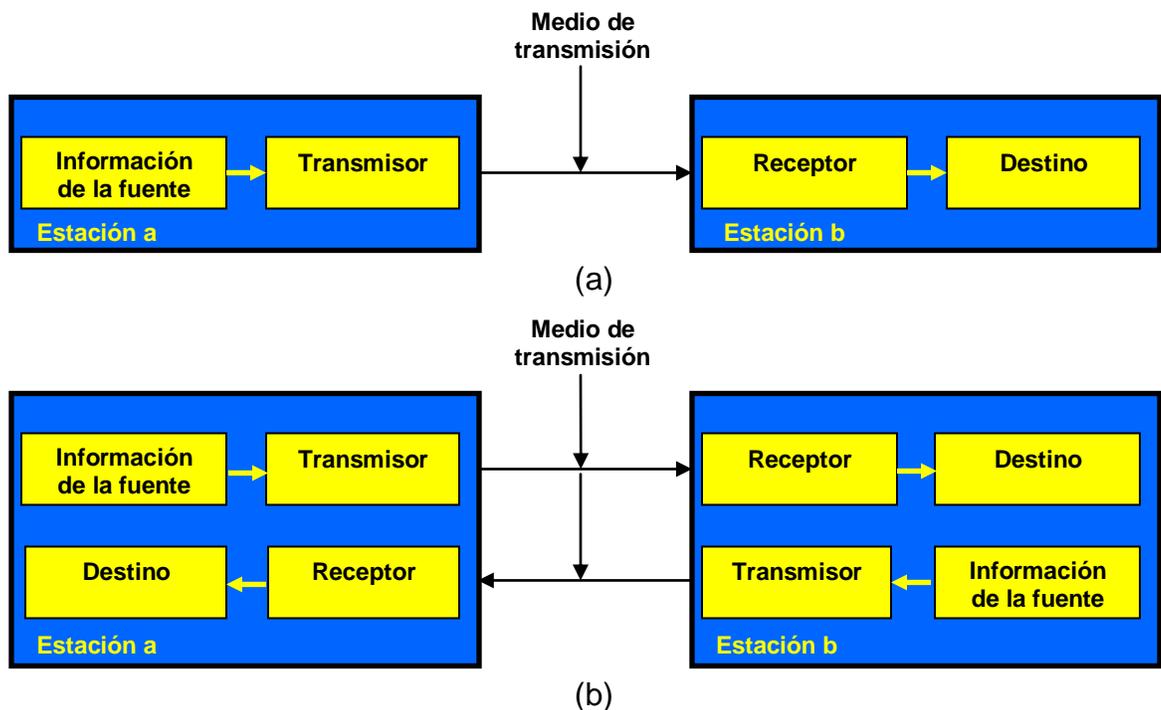
BANDAS DE RADIO CORRESPONDIENTES AL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO	FRECUENCIAS	LONGITUDES DE ONDA
Banda VLF (Very Low Frequencies) Frecuencias Muy Bajas	3 – 30 KHz	100000 – 10000 m
Banda LF (Low Frequencies) Frecuencias Bajas	30 – 300 KHz	10000 – 1000 m
Banda MF (Medium Frequencies) Frecuencias Medias	300 – 3 000 KHz	1000 – 100 m
Banda HF (High Frequencies) Frecuencias Altas	3 – 30 MHz	100 – 10 m
Banda VHF (Very High Frequencies) Frecuencias Muy Altas	30 – 300 MHz	10 – 1 m
Banda UHF (Ultra High Frequencies) Frecuencias Ultra Altas	300 – 3 000 MHz	1 m – 10 cm
Banda SHF (Super High Frequencies) Frecuencias Súper Altas	3 – 30 GHz	10 – 1 cm
Banda EHF (Extremely High Frequencies) Frecuencias Extremadamente Altas	30 – 300 GHz	1 cm – 1 mm

2.2 COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS

“Las comunicaciones electrónicas son la transmisión, recepción y procesamiento de información usando circuitos electrónicos. La información se define como el conocimiento, la sabiduría o la realidad, y puede ser en forma analógica (proporcional o continua), tal como la voz humana, información sobre una imagen de video o música o en forma digital (etapas discretas), tales como números codificados en binario, códigos alfanuméricos, símbolos gráficos, códigos operacionales del microprocesador o información de base de datos; toda la información debe convertirse a energía electromagnética, antes de que pueda propagarse por un sistema de telecomunicaciones electrónicas”^[11].

Figura 3. Diagrama de bloques simplificado de un sistema de comunicaciones.

- (a) Una dirección.
(b) Ambas direcciones.



“Como se ve en la figura 3 un sistema de comunicaciones consiste de tres secciones primarias:

- Transmisor o emisor: Es el sistema electrónico que recibe la información y la acondiciona para ser transmitida.

^[11] WAYNE, Tomasi. Sistemas de comunicación electrónica. Cuarta ed. México D.F: Prentice Hall, 2003. p. 1, 2.

- Medio de transmisión: Es el medio físico por el cual viaja la señal proveniente del emisor. Estos se pueden clasificar en medios guiados y no guiados.
- Receptor: Es el sistema electrónico que recibe la información procedente del medio de transmisión y la acondiciona para ser interpretada, recuperando la información transmitida”^[12].

2.2.1 La radio. La radio es una tecnología que posibilita la transmisión de señales mediante la modulación de ondas electromagnéticas. Estas ondas no requieren un medio físico de transporte, por lo que pueden propagarse tanto a través del aire como del espacio vacío.

Una onda de radio se origina cuando una partícula cargada (por ejemplo, un electrón) se excita a una frecuencia situada en la zona de radiofrecuencia (RF) del espectro electromagnético.

Cuando la onda de radio actúa sobre un conductor eléctrico (la antena), induce en él un movimiento de la carga eléctrica (corriente eléctrica) que puede ser transformado en señales de audio u otro tipo de señales de información.

Aunque se emplea la palabra radio, las transmisiones de televisión, radio, radar y telefonía móvil están incluidas en esta clase de emisiones de radiofrecuencia.

2.3 SEÑALES ANALÓGICAS

“Una señal analógica es la representación de una magnitud física, detectable, variante en el tiempo, el espacio o ambos, a la que se puede asignar un determinado significado o contenido de información.

Las señales pueden caracterizarse en el dominio del tiempo o en el de frecuencia.

Ambas caracterizaciones representan el mismo fenómeno. En los sistemas de telecomunicaciones es usual la representación en el dominio de frecuencia ya que proporciona información sobre el ancho de banda en que está contenida la energía de la señal”^[13].

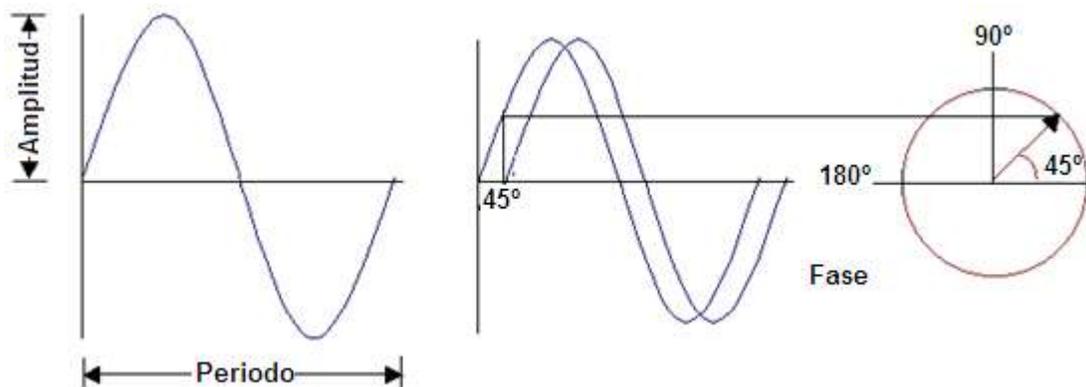
^[12] SANCHIS, Enrique. Fundamentos y electrónica de las comunicaciones. Valencia: Publicaciones Universidad de Valencia, 2004. p. 13, 14.

^[13] PEREZ VEGA, Constantino. ZAMANILLO, José y CASANUEVA, Alicia. Sistemas de comunicación. Santander, España: Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 2007. p. 4.

2.3.1 Parámetros o magnitudes fundamentales de una señal analógica.

- “Amplitud (A): Valor máximo de una forma de onda medido a partir del nivel cero.
- Frecuencia (F): Número de ciclos que suceden en un intervalo de tiempo.
- Fase (P): Es la medida de la diferencia de tiempo entre dos ondas senoidales. Aunque la fase es una diferencia verdadera de tiempo, siempre se mide en términos de ángulo, en grados o radianes.
- Período (T): Intervalo de tiempo entre repeticiones sucesivas de una forma de onda periódica”^[14].

Figura 4. Parámetros fundamentales de una señal analógica.



2.4 MODULACIÓN

Una señal sólo se puede transmitir por un canal que permita la propagación de ese tipo de señales. Así, una señal eléctrica se propaga por medios conductores o una señal acústica necesita un medio material. Sin embargo, no basta con esta adecuación en la naturaleza de la señal y del canal. Además, la señal debe tener unos parámetros adecuados.

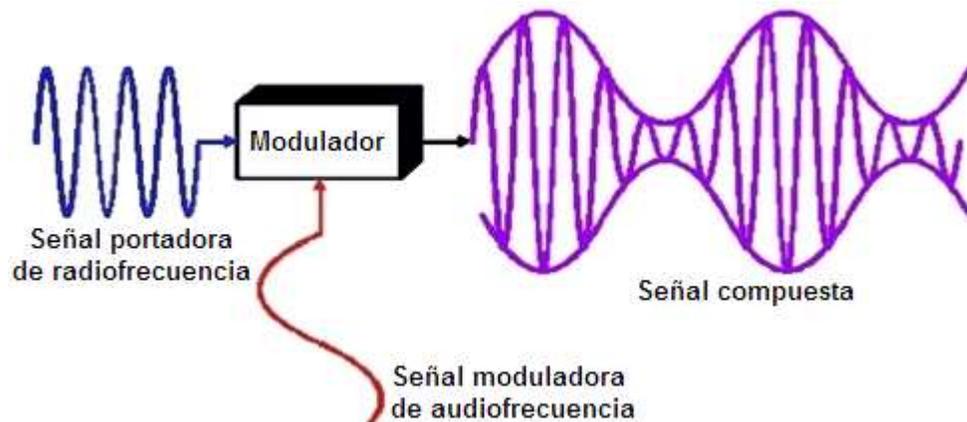
La modulación es la alteración sistemática de los parámetros de una onda portadora de acuerdo a las características del mensaje (señal moduladora) e intenta conseguir la adecuación entre señal y canal.

^[14] BOYLESTAD, Robert L. Introducción al análisis de circuitos. Décima ed. México D.F: Prentice Hall, 2004. p. 524.

Existen varias razones para modular, entre ellas:

- Facilita la propagación de la señal de información por cable o por el aire.
- Ordena el radioespectro, distribuyendo canales a cada información
- Disminuye las dimensiones de las antenas.
- Optimiza el ancho de banda de cada canal
- Evita la interferencia entre canales.
- Protege a la Información de las degradaciones por ruido.
- Define la calidad de la información transmitida.

Figura 5. Modulación.



El modulador, como se muestra en la figura 5, es el dispositivo encargado de efectuar la modulación, que es la operación por la que se pasa de la señal que proporciona el emisor a una equivalente analógica de radio frecuencia, que es enviada al receptor. Por su parte, el receptor debe efectuar la operación inversa (demodulación) con el fin de recuperar de nuevo la señal original que el emisor se propuso enviarle.

Los principales efectos que sufre la señal al propagarse, son:

- Atenuación
- Desvanecimiento
- Ruido Blanco aditivo
- Interferencia externa
- Ruido de fase
- Reflexión de señales
- Refracción
- Difracción
- Dispersión

2.4.1 Tipos de modulación. Actualmente existe una gran cantidad de técnicas de modulación, algunas son producto de la combinación de varias técnicas; pero básicamente existen dos tipos de modulación:

- Modulación analógica: se realiza a partir de señales analógicas de información, por ejemplo la voz humana, audio y video en su forma eléctrica; estas poseen tres parámetros esenciales: **amplitud, frecuencia y fase**. Cada uno de estos tres parámetros origina una forma concreta de modulación. Estas modulaciones pueden ser lineales o de onda continua o modulaciones de onda discontinua (por pulsos).

Modulaciones de onda continúa:

AM: Modulación en Amplitud
FM: Modulación en Frecuencia
PM: Modulación en Fase

Modulaciones de onda discontinua (por pulsos):

PAM: Modulación por Amplitud de Pulsos
PWM: Modulación por Anchura de Pulso
PPM: Modulación por Posición de Pulso

- Modulación digital: que se lleva a cabo a partir de señales generadas por fuentes digitales.

ASK: Modulación en Amplitud, Apagado Encendido
FSK: Modulación por Desviación de Frecuencia
PSK: Modulación por Desviación de Fase
QAM: Modulación en Cuadratura.

2.5 MODULACIÓN EN FRECUENCIA FM

“En la modulación en frecuencia la señal de información o moduladora se utiliza para controlar la frecuencia de una portadora senoidal”^[15] (ver figura 6). A la modulación en frecuencia y a la modulación en fase se les designa también como de envolvente constante, ya que la amplitud de la onda portadora no se modifica en el proceso de modulación. La expresión general para una portadora sin modulación puede escribirse como:

$$V(t) = V_c \text{sen}(wt + \phi)$$

^[15] OPPENHEIM, Alan S. WILLSKY, S y HAMID, Nawab. Señales y Sistemas. Segunda ed. México D.F: Prentice Hall, 1997. p. 611.

Donde:

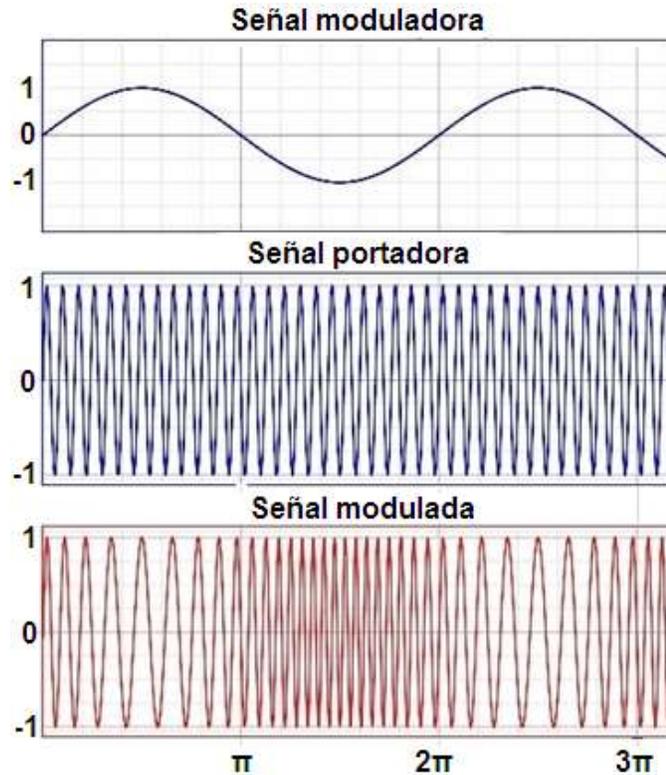
$V(t)$ = Valor instantáneo del voltaje.

V_c = Amplitud máxima.

ω = Frecuencia angular en rad/s.

ϕ = Angulo de fase en radianes.

Figura 6. Modulación en frecuencia.



La frecuencia angular ω se interpreta como frecuencia angular instantánea y la fase como fase Instantánea. Es decir, la frecuencia y la fase pueden variar instantáneamente de acuerdo con la señal moduladora. De acuerdo a esto, puede definirse la frecuencia angular de la portadora como:

$$\omega(t) = \omega_c + k_1 f(t)$$

$\omega_c = 2\pi f_c$, es la frecuencia angular de la portadora sin modulación. En FM y PM a la frecuencia de la portadora sin modulación se le designa como frecuencia central. Se define la función de la onda portadora respecto a la frecuencia:

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

$\phi(t)$ es el ángulo instantáneo de fase de la señal.

La fase instantánea y la frecuencia instantánea están relacionadas mediante:

$$w(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$$

E, inversamente,

$$\phi(t) = \int w(t) dt$$

Para una señal de frecuencia angular constante $w_c = 2\pi f_c$ se tiene:

$$\phi(t) = \int w_c(t) dt = w_c t + \phi_0$$

Donde ϕ_0 es la constante de integración y representa la fase inicial de la señal de frecuencia angular w_c . Si la integral se hace definida en el intervalo (0, t), entonces $\phi_0 = 0$, de modo que se omite sin pérdida de generalidad.

Para la modulación en frecuencia se hace variar la frecuencia de la portadora en la forma definida por la expresión.

$$\phi(t) = \int_0^t [w_c + k_1 f(t)] dt = w_c t + k_1 \int_0^t f(t) dt$$

De donde se obtiene la expresión para la modulación en frecuencia:

$$f_{FM}(t) = A \cos \left[w_c t + k_1 \int_0^t f(t) dt \right]$$

$f(t)$ es la función de la onda moduladora, es decir la información a transmitir, y se expresa en la forma:

$$f(t) = a \cos w_m t$$

Donde

w_m = Frecuencia angular de la onda moduladora.

a = Amplitud de la onda moduladora.

Remplazando esta expresión en la ecuación general para la modulación en frecuencia se obtiene:

$$f_{FM}(t) = A \cos [w_c t + k_1 a \text{sen}(w_m t)]$$

En la expresión anterior:

A = Amplitud de la portadora que es constante.

k_1 = Constante de integración.

Se puede expresar la función de modulación en frecuencia en términos de la desviación de frecuencia, para esto es utilizada la expresión de variación de fase instantánea, ya que la modulación de fase siempre lleva implícita la modulación de frecuencia y viceversa

$$\phi(t) = w_c t + k_2 a \cos(w_m t)$$

De modo que la frecuencia instantánea estará dada por:

$$w(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} = w_c + k_2 w_m a \cos(w_m t)$$

Se define: $m = m_1 a$ que corresponde al índice de modulación de fase o amplitud de la desviación de fase, se reemplaza y se obtiene:

$$w(t) = w_c + m w_m \cos(w_m t)$$

Si $\Delta w = m w_m$ entonces:

$$f_{FM}(t) = A \cos[w_c t + \beta \sin(w_m t)]$$

Donde β es el índice de modulación de frecuencia y se define como:

$$\beta = \frac{\Delta w}{w_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$$

2.5.1 Características principales de FM

- La amplitud de una señal modulada en frecuencia o en fase, es constante. Por consecuencia, a diferencia de AM, la potencia de salida de un transmisor de FM o PM es constante, independientemente del índice de modulación. Por esta razón, la modulación angular se designa también como de envolvente constante.
- La *frecuencia* de la señal modulada varía proporcionalmente a la amplitud de la señal moduladora y no de su frecuencia.
- La *rapidez* de la desviación de frecuencia depende de la frecuencia de la señal moduladora. En otras palabras, cuanto mayor sea la frecuencia de la señal moduladora, más rápidamente se desviará la frecuencia de su valor central.
- Para FM, si la desviación de frecuencia Δw , se mantiene constante, el índice de modulación, β , es proporcional a la frecuencia de la señal moduladora w_m .

2.6 MULTIPLEXACIÓN ESTÉREO

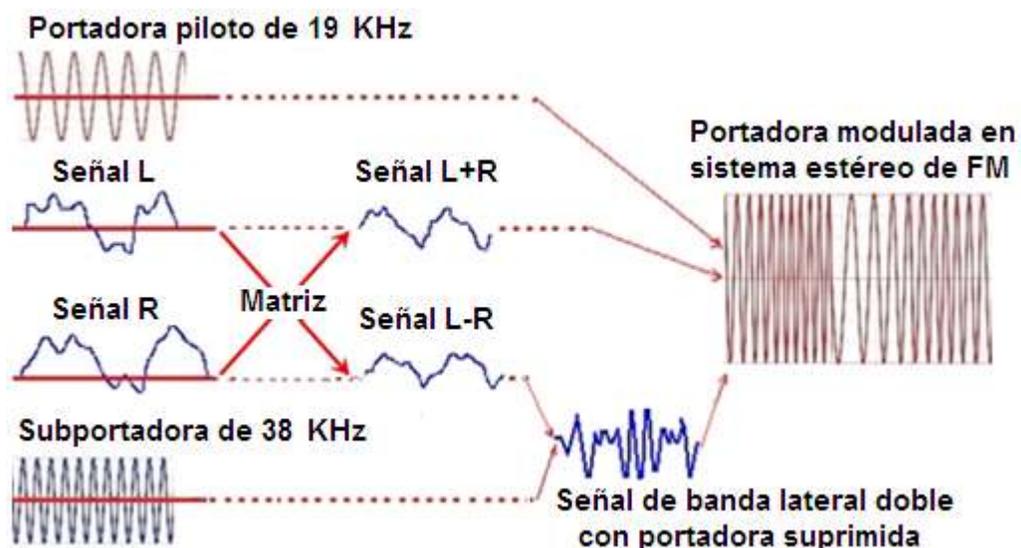
Cuando se desea realizar una transmisión FM estereofónica, se utiliza un sistema de "Multiplexación estéreo de FM", el cual fue aprobado por la FCC y mediante el cual se puede transmitir el sonido en estéreo en una sola onda portadora en frecuencia modulada. (Ver figura 7).

Una de las ventajas del multiplexado estéreo de FM es que la reproducción del sonido es tan buena en los receptores estereofónicos como en los de FM normal, estos lo reproducen como una señal monofónica de FM.

2.6.1 Generación de una señal multiplexada de FM estéreo. Se inicia con las señales de audio estereofónicas designando a los canales como L y R (Left y Right) o sea izquierdo y derecho, los cuales se aplican a un circuito que se conoce como "Matriz", con lo cual se generan 2 nuevas señales, una de ellas corresponde a la suma instantánea de los valores de las señales L y R, y se le da el nombre de señal L + R, la otra es la señal L - R y corresponde a la diferencia instantánea de las dos señales básicas.

La señal L - R se usa para modular en amplitud una sub - portadora de 38 KHz, la cual produce como consecuencia bandas laterales de frecuencias superiores e inferiores a los 38 KHz, esto permite que después de la modulación se pueda suprimir la frecuencia sub - portadora central de 38 KHz con el fin de ahorrar espacio en la onda portadora principal que se transmitirá. Por tal razón solamente las bandas laterales AM resultantes del proceso anterior con la señal L - R y la portadora de 38 KHz se aprovechan para modular en frecuencia a la portadora principal en conjunto con la señal L + R.

Figura 7. Multiplexación estéreo para FM.



Las señales L y R siendo de audiofrecuencia tienen un ancho de banda limitado, ya que abarca de 0 a 15 KHz, las frecuencias superiores a 15 KHz se eliminan con la ayuda de filtros; por esto, la señal L + R que se transfiere a la portadora de FM tiene un ancho de banda de únicamente 15 KHz. De las 2 bandas laterales que resultan de la modulación de la sub - portadora auxiliar por la señal L - R, la inferior se ubica de 23 a 38 KHz y la superior de 38 a 53 KHz, entonces la información que contiene la otra señal L + R queda separada por 8 KHz de la información que contiene la otra señal L - R, gracias a esto se pueden distinguir y separar fácilmente en el detector del receptor, después que se transmite.

2.7 DEMULTIPLEXACIÓN ESTÉREO

Para el proceso demodulador en el receptor se necesita que la sub - portadora de 38 KHz esté completa, con sus bandas laterales y frecuencia central, tal como estaba en el momento de ser modulada con la señal L - R en la estación desde donde se transmitió. Como esta se suprimió para ahorrar espacio y potencia del transmisor, es necesario crear otra onda sub - portadora en el receptor, con la misma fase y frecuencia a la que se quitó, con el fin de reinstalarla al demodulador, simulando que esta llegó por la antena.

Para seguir con el ahorro de espacio en la banda de transmisión, la portadora piloto tiene únicamente 19 KHz en lugar de 38 KHz; de esta forma cabe en una parte del espectro de frecuencias de la señal total, en un punto que no hay ninguna señal de audio. En el receptor se duplicará la frecuencia de la portadora piloto para obtener la señal de sincronización de 38 KHz, indispensable para el demodulador separador de señal informativa. La portadora piloto también sirve para activar en el receptor un circuito que indica que la transmisión se lleva a cabo en estéreo, el cual se visualiza normalmente por un LED.

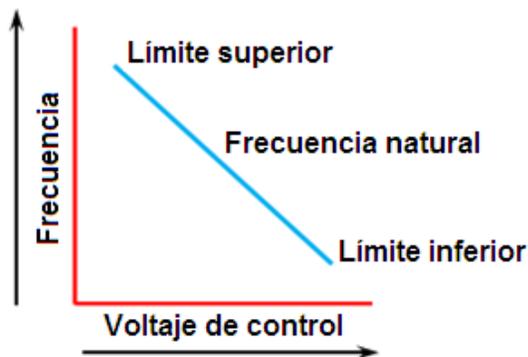
Cuando el receptor no está provisto de los circuitos especiales para estéreo, únicamente responde a la señal L + R, la cual es procesada como una señal monofónica normal. En un receptor diseñado para estéreo la señal L - R se demodula combinando las 2 bandas laterales AM de la señal L - R con una onda de 38 KHz generada en el receptor y luego recuperando la señal original L - R; paso seguido las señales L + R y L - R se suman en un circuito matriz, el cual es similar al usado en el transmisor, para obtener la señal L original. También en la matriz se restan las señales L + R y L - R para producir la señal R original.

2.8 VCO (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR)

“Un oscilador controlado por voltaje VCO es un oscilador (en forma mas especifica un multivibrador de funcionamiento autónomo) con una frecuencia estable de oscilación, que depende de un voltaje de polarización externo. La salida de un VCO es una frecuencia y su entrada es una señal de polarización o control, que puede ser un voltaje de corriente directa o de corriente continua (ver figura 8).

Cuando se aplica un voltaje DC o AC de variación lenta a la entrada del VCO, la salida de frecuencia cambia o se desvía en forma proporcional^[16].

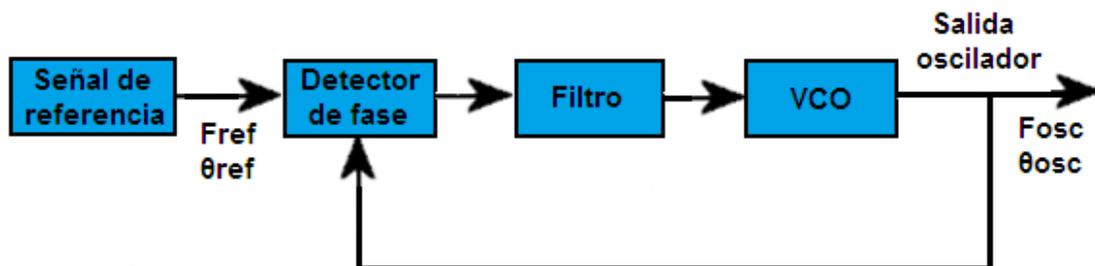
Figura 8. Variación de la frecuencia respecto al voltaje en un VCO.



2.9 PLL (PHASE LOCKED LOOP)

Un sistema enganchado en fase (PLL), es un circuito realimentado que mantiene una diferencia de frecuencia y fase constante entre una señal de referencia y la salida de un oscilador, como se muestra en el diagrama en bloques de la figura 9.

Figura 9. Diagrama en bloques básico de un PLL.



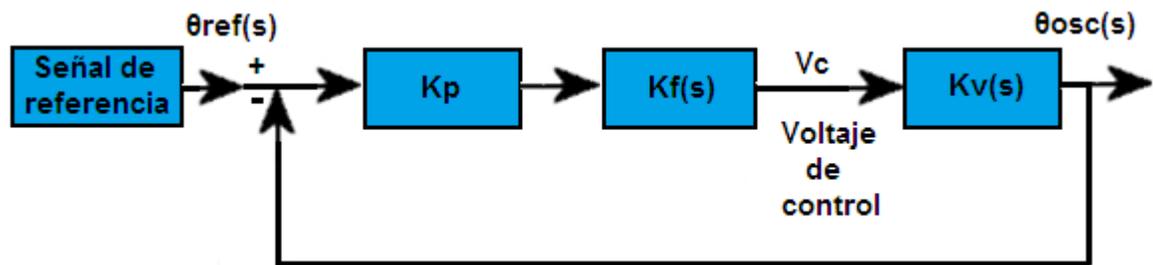
^[16] WAYNE, Tomasi. Sistemas de comunicación electrónica. Cuarta ed. México D.F: Prentice Hall, 2003. p. 74, 75.

En principio un detector de fase compara la fase de la salida de un VCO, con la fase de una señal de referencia θ_{ref} y provee como salida un pulso proporcional a la diferencia de fase. Este pulso es pasado a través de un filtro, que entrega una componente de corriente continua que es aplicada a la entrada del VCO; que cambiará su frecuencia y disminuirá la diferencia de fase con la referencia.

Con este proceso se logra que frecuencia y fase sean las mismas: $f_{osc} = f_{ref}$ y $\theta_{osc} = \theta_{ref}$, de manera que frecuencia y fase del VCO y del generador de señal de referencia estén enganchados. (Ver figura 10).

2.9.1 Análisis de un PLL como un sistema realimentado de control.

Figura 10. PLL (Análisis en frecuencia).



Donde:

- K_p = Factor de ganancia
- $K_F(S)$ = Función de transferencia del filtro
- V_C = Tensión de control del VCO

La función de transferencia que representa el sistema PLL se expresa como:

$$\frac{\theta_{osc}(S)}{\theta_{ref}(S)} = \frac{K_p \cdot K_F(S) \cdot K_V(S)}{1 + K_p \cdot K_F(S) \cdot K_V(S)} = W(S)$$

La ganancia $K_V(S)$ puede ser expresada como:

$$K_V(S) = \frac{K_V}{S}$$

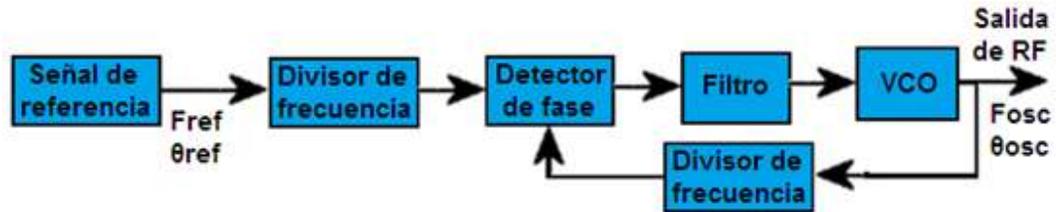
De donde se obtiene la función de transferencia general lineal de un PLL:

$$W(S) = \frac{K_p \cdot K_F(S) \cdot K_V}{S + K_p \cdot K_F(S) \cdot K_V}$$

2.10 SINTETIZADOR DE FRECUENCIAS

El PLL es muy utilizado como sintetizador de frecuencias, generando frecuencias a partir de una señal de referencia que puede ser por ejemplo la que proviene de un oscilador a cristal. En el sintetizador de frecuencias solamente se pueden obtener frecuencias múltiplos de la frecuencia de referencia.

Figura 11. Diagrama en bloques de un sintetizador de frecuencias.



En primer lugar, un sistema sintetizador de frecuencia mediante un detector de fase; compara la señal que proviene del divisor de frecuencia del VCO (1/N) y la señal del divisor de frecuencia de la señal de referencia (1/M). La salida filtrada del detector de fase controla la frecuencia de salida del VCO mediante una tensión continua, de manera que frecuencia y fase sean las mismas que las provenientes de 1/M de la señal de referencia.

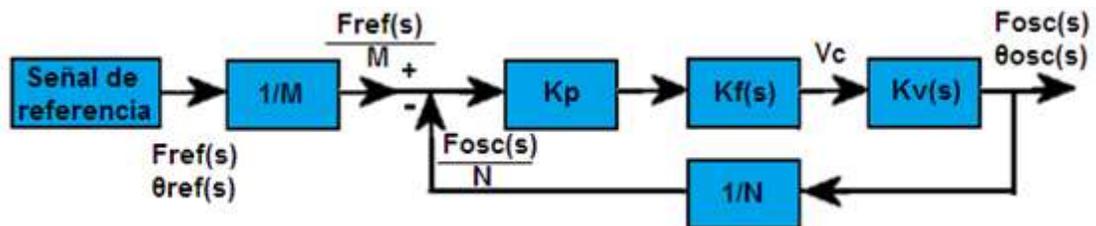
Se tiene:

$$\frac{f_{ref}}{M} = \frac{f_{osc}}{N}$$

Por lo tanto, la frecuencia de oscilación será:

$$f_{osc} = f_{ref} \cdot \frac{N}{M}$$

Figura 12. Sintetizador de frecuencias (Análisis en frecuencia).



La función de transferencia del PLL como sintetizador de frecuencias es:

$$W(S) = \frac{K_p \cdot K_f(S) \cdot K_v}{S + \frac{K_p \cdot K_f(S) \cdot K_v}{N}}$$

2.11 RECEPTORES DE DOBLE CONVERSIÓN DE FRECUENCIA

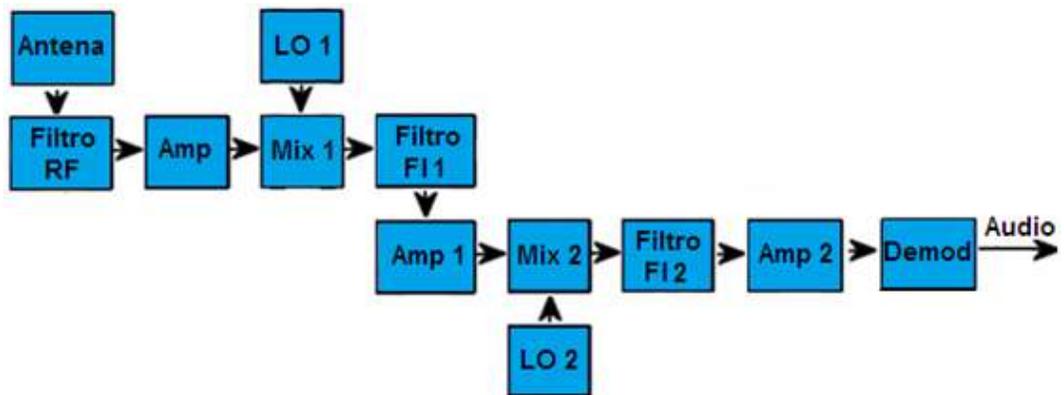
Para obtener buena selectividad en bandas de amplia sintonía es necesario diseñar un receptor con más de una conversión de frecuencia portadora.

Los dos casos más importantes de este tipo de receptores son los que tienen una relación muy grande (superior a 5000) entre la frecuencia portadora f_c y el ancho de banda final y aquellos en los que la relación entre la frecuencia máxima y mínima del margen relativo de sintonía es muy amplio (superior a 30).

Puesto que la frecuencia portadora del enlace remoto es de 152 MHz y el ancho de banda final es de 15 KHz aproximadamente con una sintonía reducida; por la característica inherente de los enlaces remotos, se tiene en cuenta el primer caso.

“Para ello se utiliza una doble conversión hacia abajo, con una primera frecuencia intermedia f_{i1} inferior a la de RF y una segunda f_{i2} inferior a la primera, seleccionándose siempre como frecuencia de salida del convertidor la diferencia de las frecuencias de entrada a cada mezclador tal como indica la figura 13.

Figura 13. Receptor de Doble conversión de frecuencia.



La mayoría de veces se cumple que las FI de salida (f_{i1} , f_{i2}) son siempre menores que las de entrada, por lo tanto:

$$f_{i1} = |f_c - f_{o1}| \quad f_{i2} = |f_{i1} - f_{o2}|$$

Donde f_c es la frecuencia de RF recibida y f_{o1} y f_{o2} son las frecuencias de los osciladores locales LO 1 y LO 2 respectivamente.^[17]

^[17] SIERRA, Manuel. Electrónica de comunicaciones. Primera ed. México D.F: Alfaomega, 2000. p. 325.

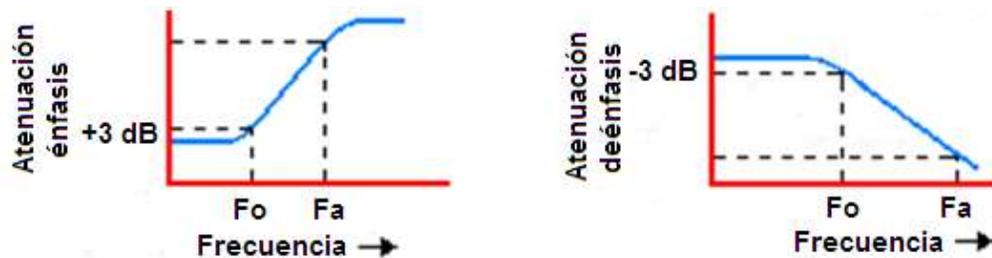
Por todo lo anterior, el receptor FM diseñado consta de las siguientes etapas según el proceso de la señal: preselector de RF (Filtro RF), preamplificador de RF (Amp), primer mezclador (Mix 1), filtro y amplificador de la primera FI (Filtro FI 1, Amp 1), segundo mezclador (Mix 2), filtro y amplificador de la segunda FI (Filtro FI 2, Amp 2), un circuito limitador, un demodulador FM, un amplificador de la información demodulada, un circuito de deénfasis y un demodulador estéreo. El demodulador extrae la información de la onda modulada, mientras que el circuito limitador y el de deénfasis contribuyen a mejorar la relación señal a ruido de la información obtenida.

2.12 CIRCUITOS DE ÉNFASIS Y DEÉNFASIS

En sistemas FM se puede mejorar la relación S/N a través de la acentuación de las altas frecuencias en el transmisor y la correspondiente atenuación en el receptor mediante circuitos activos de énfasis y deénfasis respectivamente, como se muestra en la figura 14.

A menudo la red de preacentuación aumenta el nivel de audio a razón de 6 dB por octava por encima de la frecuencia crítica f_0 y el circuito complementario en el receptor disminuye la salida de audio a razón de 6 dB por octava consiguiendo una respuesta de audio pura.

Figura 14. Respuesta en frecuencia de preacentuación y desacentuación.



La mejora adicional en la relación señal/ruido en los receptores FM que utilizan desacentuación viene dada por la fórmula:

$$\frac{(S/N)_{sal}}{(S/N)_{ent}} = \frac{f_a^3}{3[f_a f_0^2 - f_0^3 \tan^{-1}(f_a/f_0)]}$$

En la que $(S/N)_{sal}$ es la relación señal/ruido a la salida del circuito de desacentuación, $(S/N)_{ent}$ es la relación señal/ruido a la entrada del circuito de desacentuación, f_a es la frecuencia de audio más elevada y f_0 la frecuencia para la cual la respuesta de la red de desacentuación disminuye en 3 dB.

Para una $f_a = 15$ KHz y una constante de tiempo RC de $75 \mu s$ ($f_0 = 2,125$ KHz) la mejora en la relación señal/ruido es de 13,2 dB.

Al usar una antena receptora dipolo se produce una componente adicional provocada por el ruido galáctico ya que el dipolo no discrimina las señales reflejadas. La relación S/N debida al ruido galáctico puede mejorarse mediante el uso de un conjunto de antena que presente ganancia en dirección horizontal que discrimine las señales reflejadas.

2.13 FILTROS DE SELECTIVIDAD

Cuando el índice de modulación del sistema FM es elevado, el sistema es capaz de mejorar la relación S/N rechazando las señales interferentes de canal compartido o señales cocanal. Para conseguirlo se requiere que la señal interferente sea de menor amplitud que la señal deseada, puesto que la señal de mayor amplitud actúa como si fuera la portadora deseada suprimiendo la modulación de la señal de la portadora de amplitud inferior; este fenómeno se conoce como captura del receptor ya que la señal de mayor amplitud es la que captura al receptor y produce la salida de audio del mismo.

“Aún cuando resulta útil en la supresión de la señal no deseada de nivel inferior al de la señal deseada, el efecto de captura puede producir una molesta tendencia del receptor a saltar de una a otra señal cocanal cuando aparece un desvanecimiento esporádico de la señal deseada”^[18]; desvanecimiento que se puede producir, por ejemplo; por el paso de un avión o por inestabilidad de la antena y que disminuye el nivel de la señal deseada por debajo del nivel de la señal interferente.

2.14 SINTONIZADORES FM

El sintonizador FM debe acoplarse correctamente a la salida de la antena receptora. Para ello un preamplificador de RF se encarga de que la señal de RF sobrepase el ruido del mezclador. Usualmente el primer mezclador produce una señal de FI que varía entre 10 y 30 MHz; para el receptor diseñado la primera FI es de 21,4 MHz. El mezclador puede ser del tipo auto oscilante o emplear un oscilador controlado por voltaje VCO.

El sintonizador puede utilizar distintos métodos de sintonía. En algunos receptores la sintonía suele obtenerse inductivamente, mediante núcleos deslizantes con los que se consigue una permeabilidad variable. El paso de RF debe presentar un bajo factor de ruido para alcanzar el nivel de umbral mínimo pero la mayor exigencia se centra en que las señales lleguen al mezclador y al amplificador de FI con la menor distorsión posible.

^[18] PARKER, Norman. Sistemas y aplicaciones electrónicas: Telecomunicaciones. Primera edición. Madrid: McGraw Hill, 2000. p. 64, 65.

Cuando el preamplificador de RF trabaja sobrecargado (la señal deseada alcanza los máximos niveles de amplificación) la señal suministrada al amplificador de FI puede ser distorsionada o incluso ser suprimida y es porque la eliminación de la interferencia debe superar tres obstáculos principalmente significativos:

- Las señales imagen que pueden capturar al receptor suprimiendo la señal deseada.
- Las señales fuertes de frecuencia igual a la mitad del valor de la FI obtenida después del primer mezclador ya que también pueden capturar al receptor.
- Una señal fuerte y fuera del margen de mezclado de la primera FI, que puede limitar el preamplificador de RF reduciendo drásticamente la amplitud de la salida de frecuencia portadora.

2.15 AMPLIFICADOR DE FI

Este amplificador debe aportar una elevada ganancia para que el ruido generado en el preamplificador de RF diseñado; sature totalmente los circuitos limitadores si deben conservarse los beneficios de una FM de banda ancha ante la presencia de señales deseadas débiles, por lo cual este amplificador debe tener un bajo factor de ruido; de forma que el ruido introducido por la propia FI resulte reducido en comparación con el ruido procedente del preamplificador de RF.

“Una de las características de mayor importancia en estos amplificadores de FI es la linealidad de fase, puesto que la distorsión por retraso de la envolvente en la banda de paso es una de las causas principales de distorsión en los receptores de FM. Debe ponerse mucho cuidado en evitar la realimentación, puesto que podría causar una distorsión de fase y con ello la distorsión de audio de la señal detectada”^[19].

A veces se utiliza un control automático de ganancia CAG en la etapa de RF para evitar cualquier sobrecarga de la misma. Si la sobrecarga llega antes de conseguir la suficiente selectividad puede producirse modulación cruzada y dar lugar a la captura del receptor por una señal fuera de la banda de sintonía.

^[19] PARKER, Norman. Sistemas y aplicaciones electrónicas: Telecomunicaciones. Primera edición. Madrid: McGraw Hill, 2000. p. 66.

2.16 CIRCUITOS LIMITADORES

Este circuito debe aportar una completa limitación con una salida de amplitud constante y simétrica para las señales de nivel inferior pero que sobrepasen el ruido; de manera que la portadora no se pierda nunca aún con las señales deseadas más débiles.

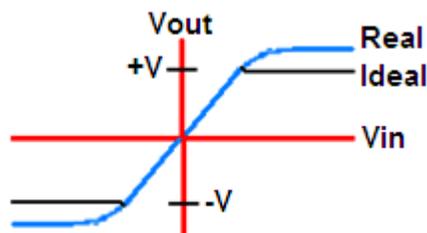
Básicamente el limitador transforma la señal de FI que llega a su entrada en otra de la misma frecuencia instantánea pero de amplitud constante y libre de ruidos impulsivos. La misión del limitador es evitar que la señal que va a ser demodulada contenga señales no deseadas y ruido por modulación de amplitud; que originarían distorsiones y perturbaciones en la salida del discriminador. (Ver figura 15)

Entonces un circuito limitador de amplitud ideal es aquel que presenta a su salida una réplica de la señal de entrada, siempre que esta esté comprendida entre los niveles $\pm V$. Si la señal de entrada se encuentra fuera de este margen, la salida tomará el nivel constante $+V$ (para niveles de entrada superiores a $+V$) o el nivel constante $-V$ (para niveles de entrada inferiores a $-V$). Conviene señalar que los limitadores reales de amplitud nunca pueden limitar idealmente tal como indica la figura 15, porque no existe ningún dispositivo que en alta frecuencia posea una característica limitadora ideal como la comentada anteriormente.

“Debido a esta particularidad, la calidad de un limitador de amplitud está determinada básicamente por su factor de supresión de AM, que se define como la relación entre los índices de modulación de AM a la entrada y a la salida, cuando éstos son pequeños”^[20], como indica la siguiente fórmula:

$$S_{AM} = m_e/m_s$$

Figura 15. Curva característica del limitador de amplitud.

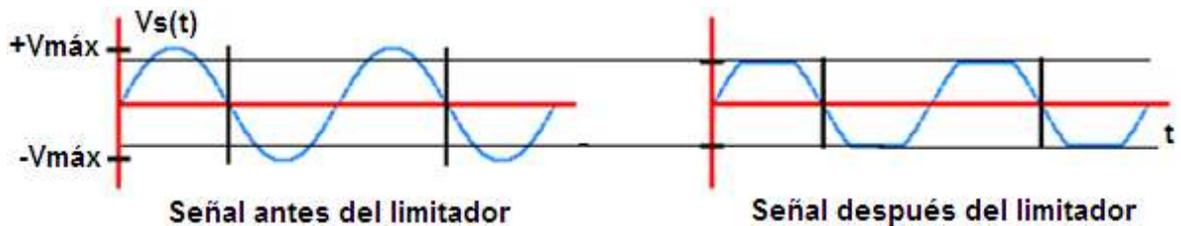


Donde m_e es el índice de AM a la entrada del limitador y m_s el índice de AM a su salida. El factor expresado en decibelios de una sola etapa limitadora, no suele superar los 10 o 20 dB, por lo que es necesario conectar varias etapas limitadoras en cascada para limitar correctamente.

^[20] SIERRA, Manuel. Electrónica de comunicaciones. Primera ed. México D.F: Alfaomega, 2000. p. 272.

En la figura 16 se muestra la forma de onda típica a la salida (señal limitada por +V y -V).

Figura 16. Limitación simétrica de la señal.



Esto es esencial si el receptor debe obedecer a la señal más fuerte cuando existe una diferencia pequeña entre la fuerza de las señales más débiles y la fuerza de las señales más intensas. Finalmente, la banda de paso a la salida debe ser lo suficientemente ancha para permitir el paso de todas las componentes de banda lateral asociadas con la portadora y para evitar la modulación espuria de amplitud debida a la falta de banda de paso para suministrar las señales de FM con amplitud constante. El amplificador diferencial con acoplamiento de corriente continua puede ser el circuito idóneo para obtener una limitación altamente simétrica.

2.17 DETECTORES DE FM

“Los demoduladores de FM son circuitos dependientes de la frecuencia, diseñados para producir un voltaje de salida que sea proporcional a la frecuencia instantánea en su entrada. La función general de transferencia para un demodulador de FM es no lineal, pero cuando se trabaja en su intervalo lineal, es.”^[21].

$$K_d = \frac{V(\text{Voltios})}{f(\text{Hertz})}$$

Teniendo en cuenta lo anterior, la salida de un demodulador de FM puede expresarse como sigue:

$$v_{sal}(t) = K_d \Delta f$$

Donde $v_{sal}(t)$ es la señal demodulada de salida en voltios, K_d es la función de transferencia del demodulador en voltios por hertzio y Δf es la diferencia entre la frecuencia de entrada y la frecuencia central del demodulador en hertzios.

^[21] WAYNE, Tomasi. Sistemas de comunicación electrónica. Cuarta ed. México D.F: Prentice Hall, 2003. p. 276.

Existe gran variedad de circuitos que se usan para demodular señales de FM. Los más comunes son:

- Detector de pendiente balanceado.
- Detector de pendiente no balanceado.
- Discriminador de Foster - Seeley.
- Detector de relación.
- Demodulador PLL.
- Detector de cuadratura.

Los detectores de pendiente, el discriminador de Foster - Seeley y el detector de relación son formas de discriminadores de frecuencia con circuito sintonizado.

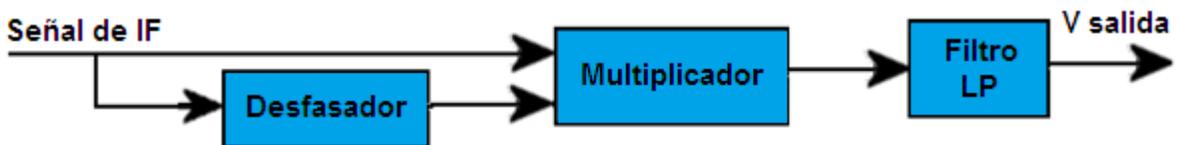
2.17.1 Detector de cuadratura. El detector de cuadratura extrae la señal de información original de la forma de onda compuesta de FI, multiplicando dos señales en cuadratura, es decir desfasadas 90°. En la figura 17 se muestra el diagrama general de un detector de cuadratura.

“El desfasador introduce un desfase lineal de la forma:

$$\phi = \pm \pi/2 - (\omega - \omega_p)t_0$$

De hecho, el desfasador se comporta como una línea de retardo que introduce un desfase de $\pm \pi/2$ en ω_p y un retardo en torno a esa frecuencia.

Figura 17. Diagrama general de un detector de cuadratura



La tensión de salida del multiplicador es:

$$V_{sal} = A^2 K_p B \cos \left[\omega_p t + 2\pi \Delta f_{m\acute{a}x} \int_{-\infty}^t x_m(t) dt \right] * \cos \left[\omega_p (t - t_0) + 2\pi \Delta f_{m\acute{a}x} \int_{-\infty}^{t-t_0} x_m(t) dt \right]$$

Por trigonometría se puede escribir el voltaje de salida como:

$$V_{sal} = \frac{A^2 K_p B}{2} \left\{ \cos(2\omega_p + \dots) + \cos \left[2\pi \Delta f_{m\acute{a}x} \int_{t-t_0}^t x_m(t) dt - \pi/2 \right] \right\}$$

El término de frecuencia $2\omega_p$ se elimina por filtrado, y como $x_m(t)$ apenas varía en el intervalo t_0 , si se cumple que $2\pi\Delta f_{m\acute{a}x}t_0|x_m(t)| \ll 1$, V_{sal} se puede expresar como:

$$V_{sal} = \frac{A^2 K_p B}{2} \cos [2\pi\Delta f_{m\acute{a}x}t_0 x_m(t) - \pi/2] \approx A^2 B K_p \pi \Delta f_{m\acute{a}x} t_0 x_m(t)$$

Como multiplicador se suele emplear un amplificador diferencial o un mezclador doblemente equilibrado, y como desfasador se puede utilizar una célula RLC o una línea de retardo, según la frecuencia de trabajo^[22].

El desfasador produce una señal que está en cuadratura con la señal recibida de FI y se logra usando un capacitor C_i de alta reactancia que al conectarse en serie con un circuito tanque RLC, produce un desplazamiento de fase de 90° en la FI que está entrando. El circuito tanque se sintoniza a la FI central y produce un desplazamiento adicional de fase ϕ , que es proporcional a la desviación de frecuencia como se vió anteriormente.

En la frecuencia de resonancia, la impedancia del circuito tanque es resistiva. Sin embargo, las variaciones de frecuencia en la señal de FI producen un desplazamiento adicional de fase, positivo o negativo y así el voltaje de salida del detector de producto es proporcional a la diferencia de fases entre las dos señales de entrada.

^[22] SIERRA, Manuel. Electrónica de comunicaciones. Primera ed. México D.F: Alfaomega, 2000. p. 276.

3. DISEÑO DEL TRANSMISOR

El sistema de radio enlace remoto consta de dos equipos: un transmisor radial portable y un receptor fijo.

El equipo transmisor diseñado se clasifica como de operación radial itinerante, por este motivo la potencia radiada no supera 2 vatios y la frecuencia de oscilación que se le asigna es de 152 MHz. El diagrama eléctrico en bloques del transmisor se muestra en la figura 19.

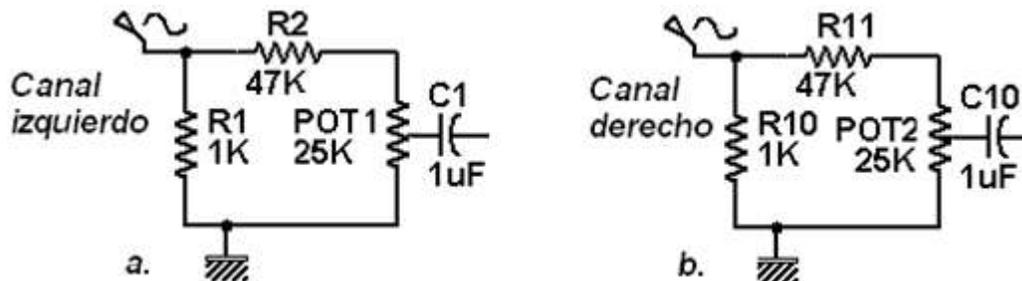
La estabilidad en la frecuencia de enlace se logra mediante la operación de síntesis de frecuencia dirigida por microcontrolador y programable por medio de selectores rotatorios. La señal de referencia proviene de un oscilador a cristal altamente estable y compensado en temperatura.

3.1 ADECUACIÓN DE LA SEÑAL

El audio que entra al transmisor es una señal estereofónica que se compone de dos canales de sonido; uno derecho y otro izquierdo, las amplitudes de estas señales varían entre 0 y 2 voltios pico a pico y sus frecuencias se encuentran entre los 0 y 20 KHz.

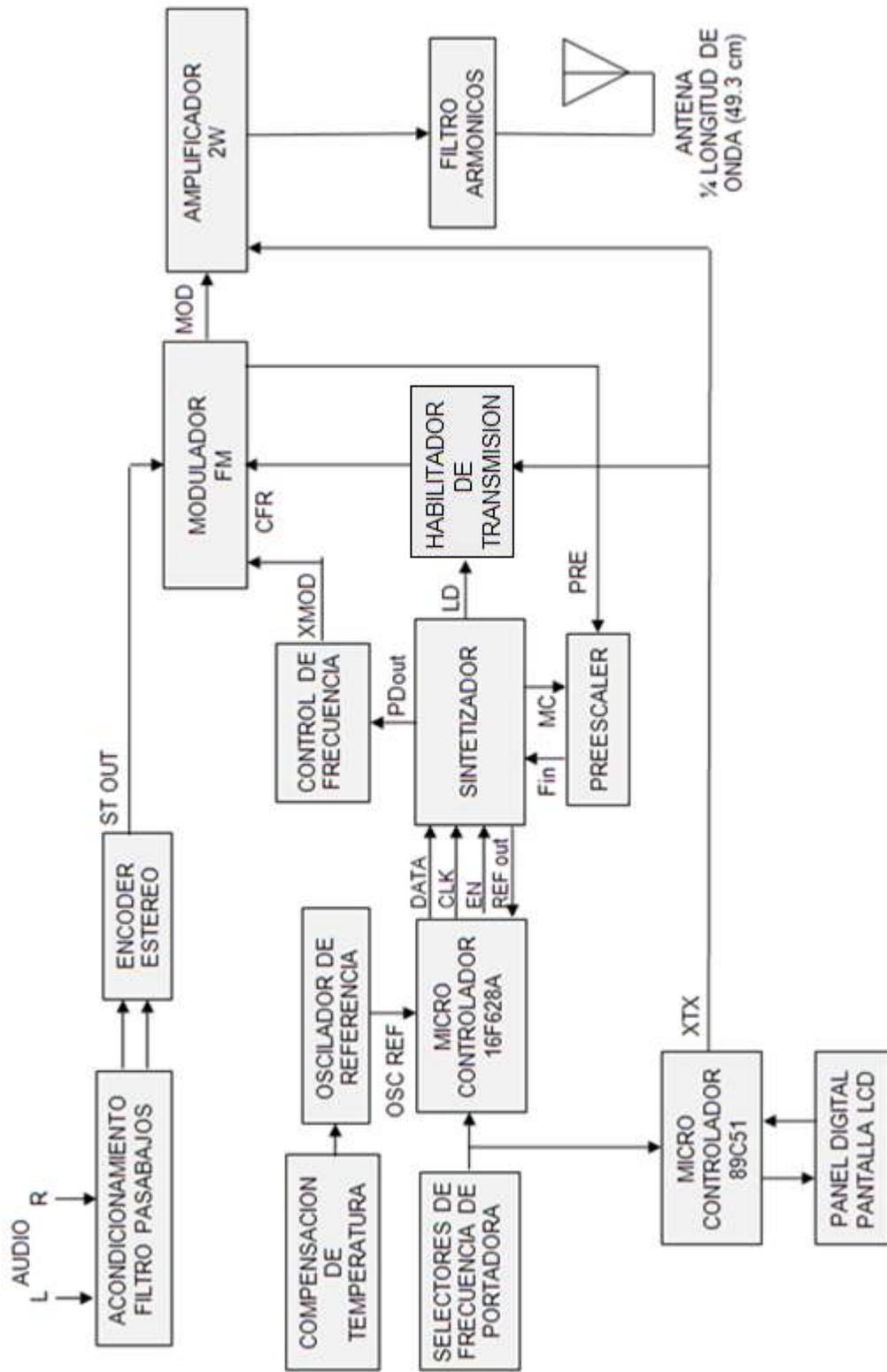
Utilizando circuitos divisores de corriente y voltaje mediante las resistencias R1 y R2 junto al potenciómetro POT 1 se obtienen los niveles de voltaje y corriente apropiados del canal de sonido izquierdo; de igual forma mediante las resistencias R10 y R11 junto al potenciómetro POT 2 se obtienen los niveles apropiados de voltaje y corriente del canal derecho.

Figura 18. Circuitos para la adecuación de canales a) Izquierdo b) Derecho



Los capacitores C1 y C10 tienen como misión dejar pasar las señales análogas de entrada y evitar que señales de DC provenientes de los operacionales U1 y U2 pasen hacia la consola, el micrófono o el equipo que origina la señal.

Figura 19. Diagrama eléctrico en bloques del transmisor.

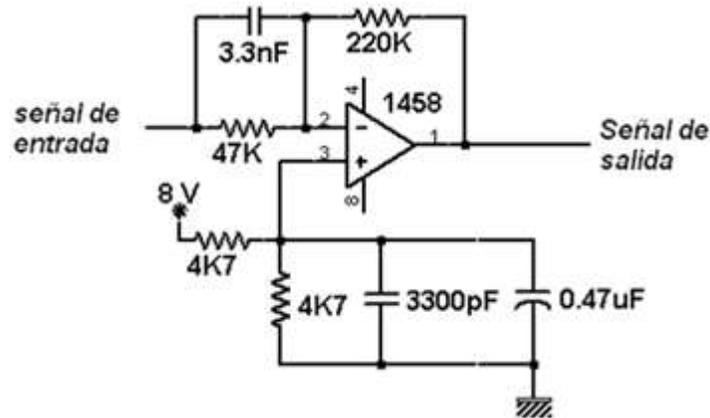


3.2 PREÉNFASIS

Mediante el preénfasis se logra asignar un mayor ancho de banda en la señal modulada a las frecuencias más altas de la onda de audio, esto permite mejorar el desempeño de la desviación de frecuencia Δw , en relación al ancho de banda total. En el proceso de preénfasis se amplifica la onda mensaje proporcionalmente al aumento de su frecuencia, posteriormente, en el receptor se revierte la acentuación recuperando la señal mensaje con sus niveles de amplitud normales.

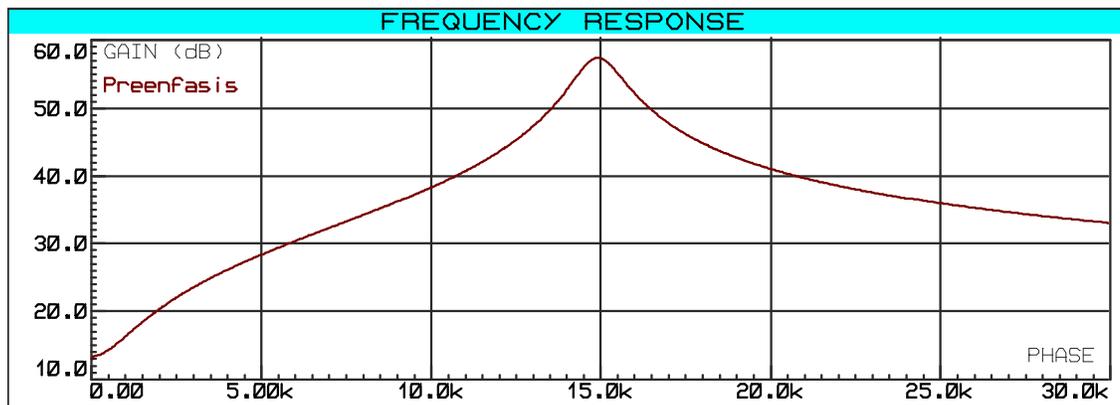
Los circuitos de preénfasis se elaboran con las primeras etapas de los amplificadores operacionales LM 1458 U1A y U2A, uno por cada canal.

Figura 20. Circuito de preénfasis.



Estos circuitos se caracterizan por tener retroalimentación negativa y un filtro que permite calibrar las frecuencia que se desean acentuar; en este caso la acentuación se inicia desde la más baja frecuencia y se incrementa hasta un máximo ubicado en los 15 KHz, luego de esta frecuencia el circuito inicia un proceso de decremento en la ganancia, como se ve en la figura 21.

Figura 21. Análisis en frecuencia del circuito de preénfasis.

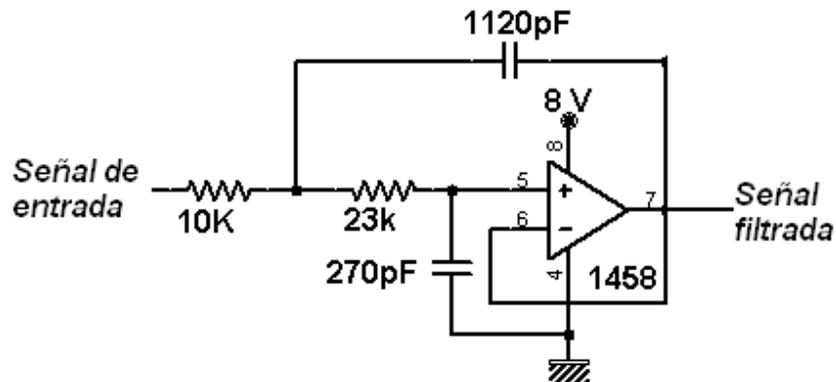


El voltaje medio de referencia de 4 voltios se obtiene mediante el divisor de voltaje creado por las resistencias en paralelo de 4,7 K Ω , luego esta tensión es filtrada por los capacitores de 3,3 nF y 0,47 μ F para ser aplicada a la entrada no inversora de la primera etapa del operacional.

3.3 FILTRO PASABAJOS

Las frecuencias de audio superiores a 15 KHz no son necesarias para obtener una calidad de sonido apropiada en la transmisión, por esto; las frecuencias superiores son atenuadas mediante la implementación de un filtro pasa bajos con frecuencia de corte de 15 KHz. (Ver figura 23)

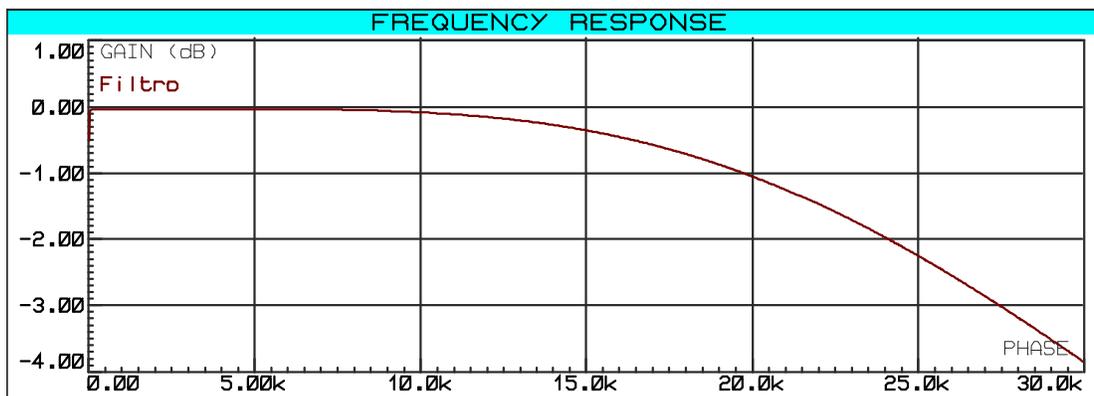
Figura 22. Circuito filtro pasa bajos.



La implementación del filtro se realiza utilizando la segunda etapa del los amplificadores operacionales LM 1458 U1B y U2B, uno por cada canal de audio.

El circuito posee retroalimentación negativa, dos filtros con los cuales se calibra la frecuencia de corte, dos resistencias que establecen la ganancia del sistema y un tercer capacitor que aísla de corriente directa la etapa siguiente del diseño.

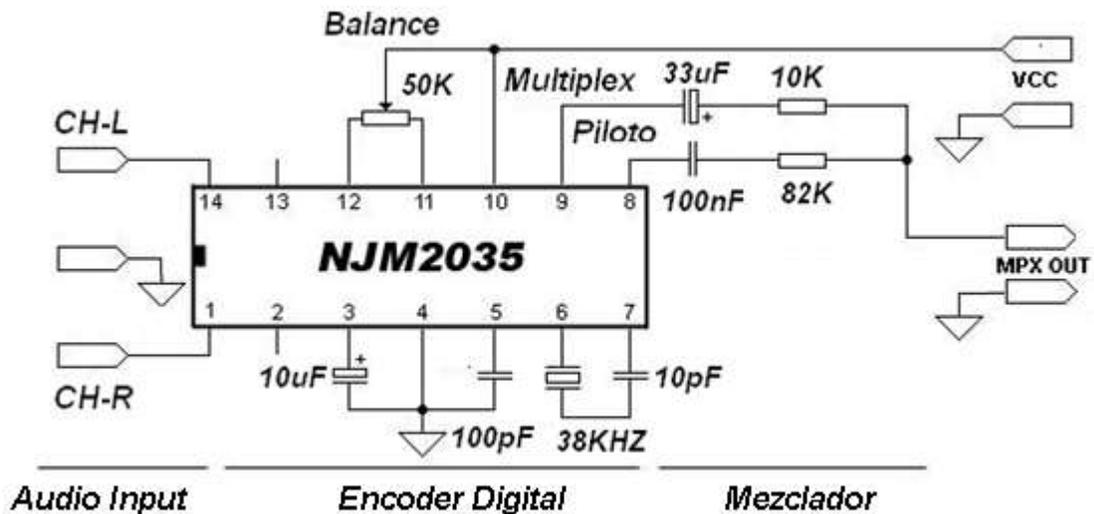
Figura 23. Análisis en frecuencia del filtro pasa bajos.



3.4 CODIFICADOR ESTÉREO

Los canales de audio izquierdo y derecho después de ser sometidos a los procesos de preénfasis y filtrado son multiplexados para generar una única onda moduladora, para este proceso se utiliza el integrado NJM 2035 (U3), codificador estéreo de alta fidelidad de la compañía New Japan Radio.

Figura 24. Codificador NJM 2035.

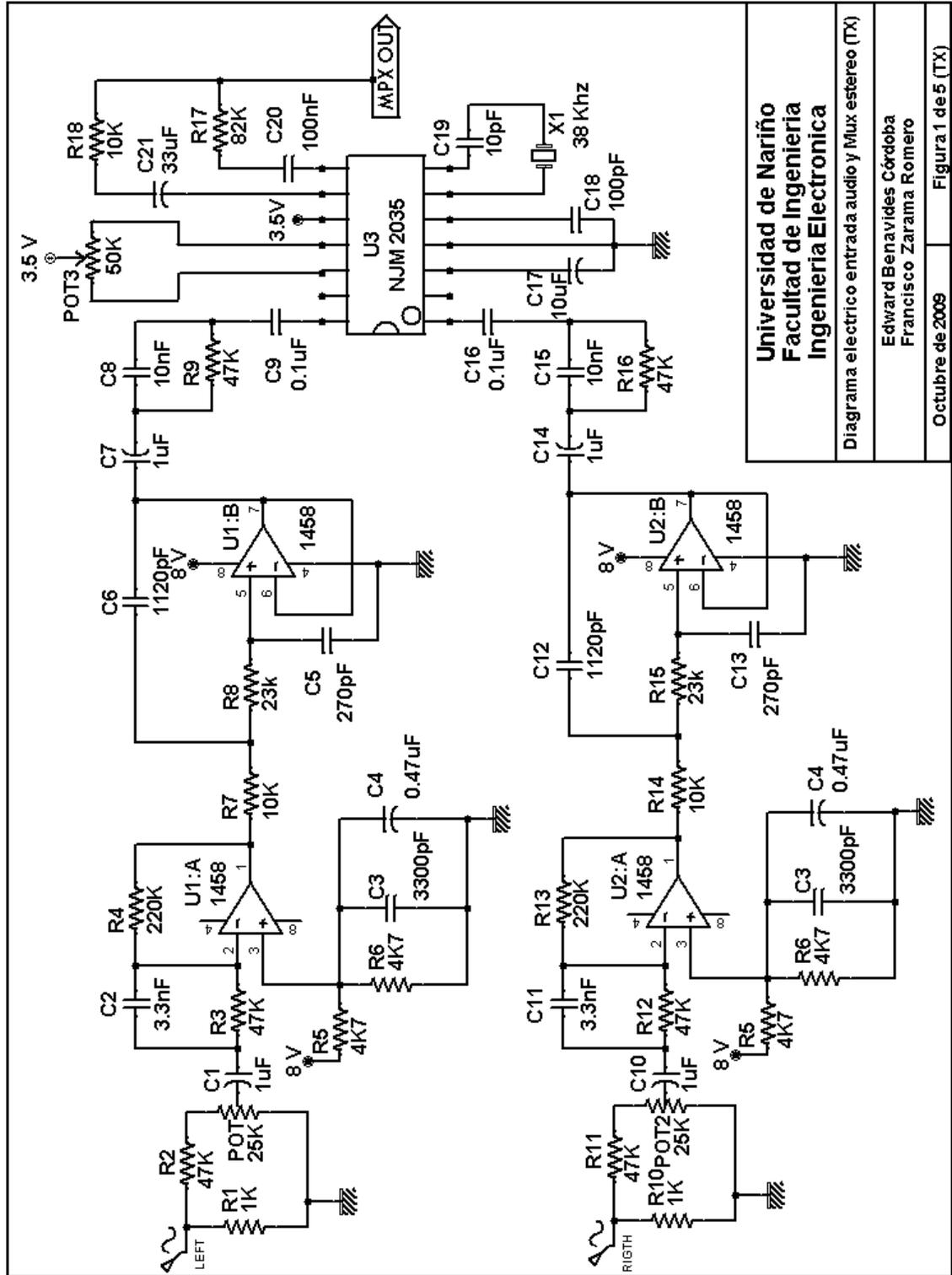


El primer circuito digital del codificador integrado es un oscilador creado con un cristal de 38 KHz, un capacitor de 10 pF y un capacitor bypass de 100 pF, una vez generada la frecuencia de 38 KHz es amplificada y dividida en dos señales de 19 KHz desfasadas en 180 grados, estas dos señales son conectadas a un multiplexador digital por división de tiempo en forma alternada, una por cada canal de audio, habilitando cada canal en forma alternada a una frecuencia total de 38 KHz.

Al mismo tiempo un segundo circuito digital toma otra señal generada por el oscilador de 38 KHz y la divide en una de 19 KHz, esta señal se llama tono PILOTO que ayuda al receptor a decodificar los canales en izquierdo y derecho además de encender una luz indicadora de audio estéreo. Los niveles de amplitud de cada canal son calibrados mediante un potenciómetro de 50 K Ω (balance).

Externamente al circuito integrado se encuentra un mezclador conformado por dos capacitores de 33 μ F y 100 nF además de dos resistencias de 82 K Ω y 10 K Ω , la misión de este circuito es mezclar la señal del multiplexador y la señal piloto originando la señal moduladora.

Figura 25. Diagrama eléctrico entrada de audio y codificador estéreo (Transmisor).



Universidad de Nariño
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica

Diagrama eléctrico entrada audio y Mux estéreo (TX)

Edward Benavides Córdoba
Francisco Zarama Romero

Octubre de 2009

Figura 1 de 5 (TX)

3.5 MODULADOR FM

La modulación en frecuencia FM la realiza el integrado NJM 2519 (U4), modulador de radiofrecuencia para la banda de VHF de la compañía New Japan Radio.

Figura 26. Circuito modulador.

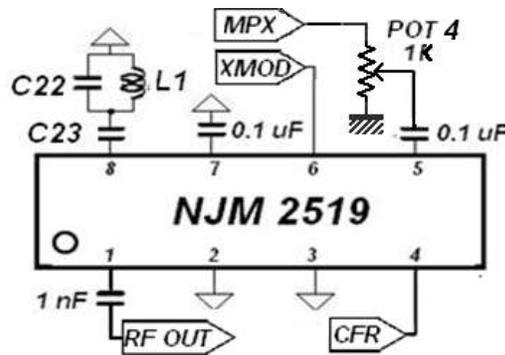


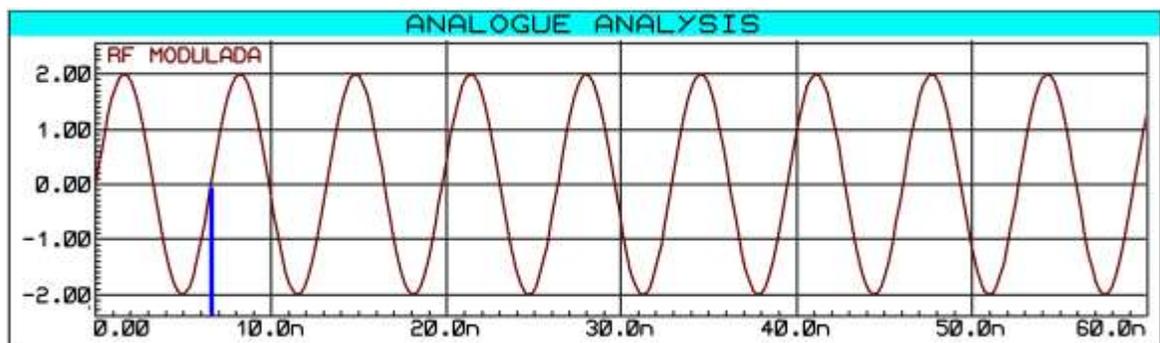
Tabla 3. Características de la modulación.

PARAMETRO	VALOR
Sensibilidad de modulación	0,51 KHz/mV
Distorsión de audio	0,3 %
Relación señal ruido (60%)	60 dB

El nivel de desviación de frecuencia se calibra mediante el potenciómetro POT 4.

La oscilación de radiofrecuencia se crea por medio del circuito tanque externo conformado por la bobina L1 y los capacitores C22 y C23 conectados al pin 8 conjuntamente al circuito interno de transistores en configuración de puente balanceado. Para obtener la portadora de 152 MHz mostrada en la figura 27 los valores de los componentes son: $L1 = 0,1 \mu\text{H}$, $C22 = 5 \text{ pF}$ y $C23 = 1 \text{ nF}$.

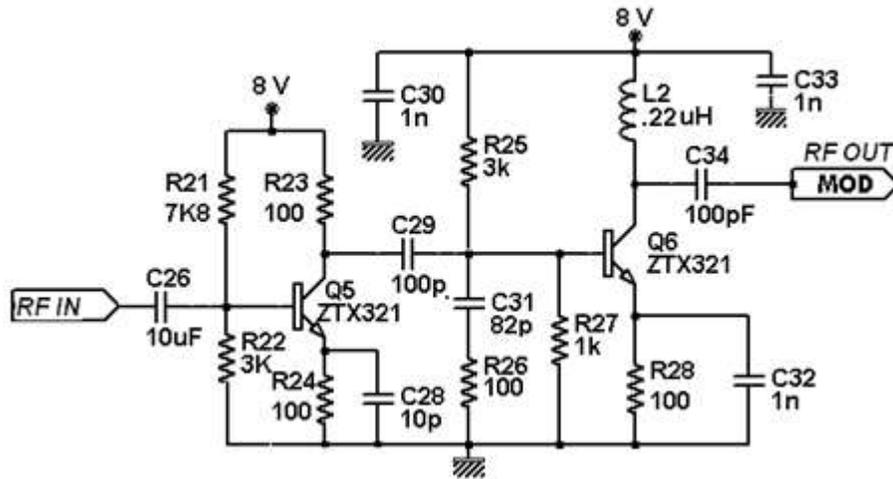
Figura 27. Onda portadora modulada en frecuencia. ($f = 152 \text{ MHz}$ $P = 6,57 \text{ ns}$).



3.6 ADAPTACIÓN DE LA SEÑAL MODULADA

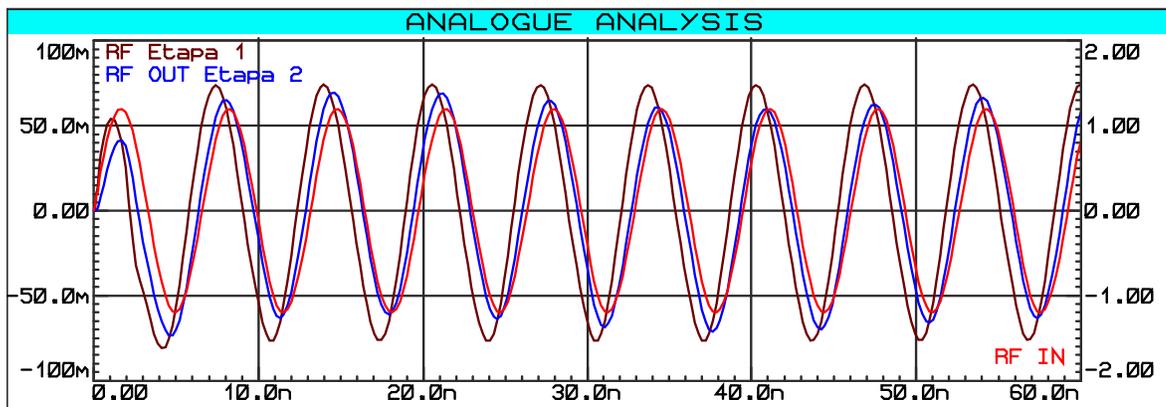
Antes de someter la onda modulada al proceso de amplificación se adecuan sus niveles de voltaje, corriente e impedancia, para esto se implementa un circuito con dos etapas conformadas por transistores de radiofrecuencia en clase A configurados en emisor común, esto asegura que la corriente de colector circule durante el ciclo completo de la onda de entrada generando una señal resultante limpia y de alta calidad.

Figura 28. Circuito de adaptación para la señal modulada.



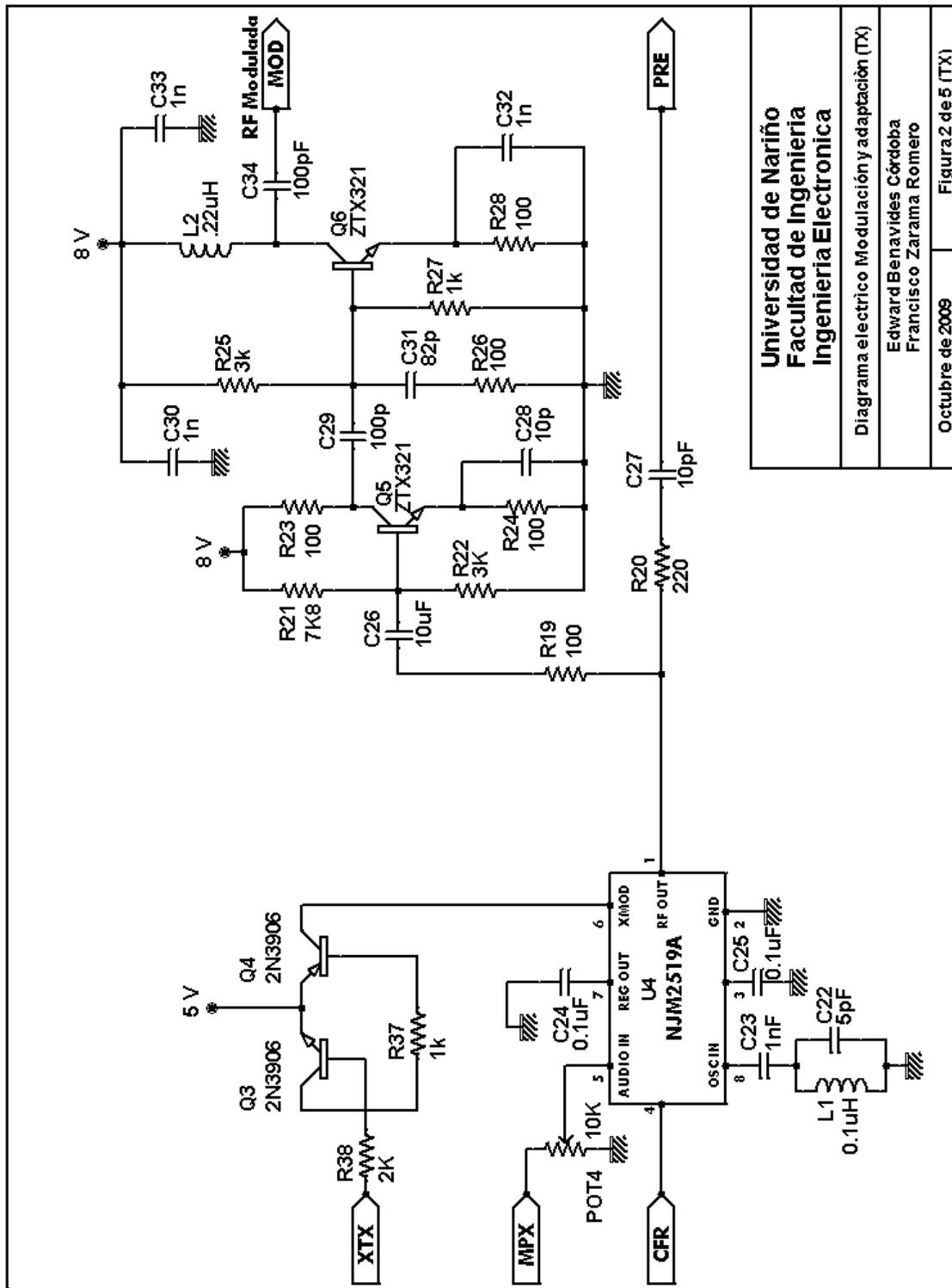
La segunda fase amplificadora tiene un acoplamiento inductivo en colector a comparación a la primera etapa con acoplamiento resistivo, esto posibilita una mayor eficiencia y una mayor ganancia de corriente en esta etapa. Las señales resultantes del circuito de adaptación se muestran en la figura 29.

Figura 29. Onda modulada de entrada y señales de salida por cada etapa.



El circuito de adaptación además de adecuar la señal modulada también cumple la función de aislar el integrado modulador de la etapa de potencia.

Figura 30. Diagrama eléctrico Modulación y adaptación (Transmisor).



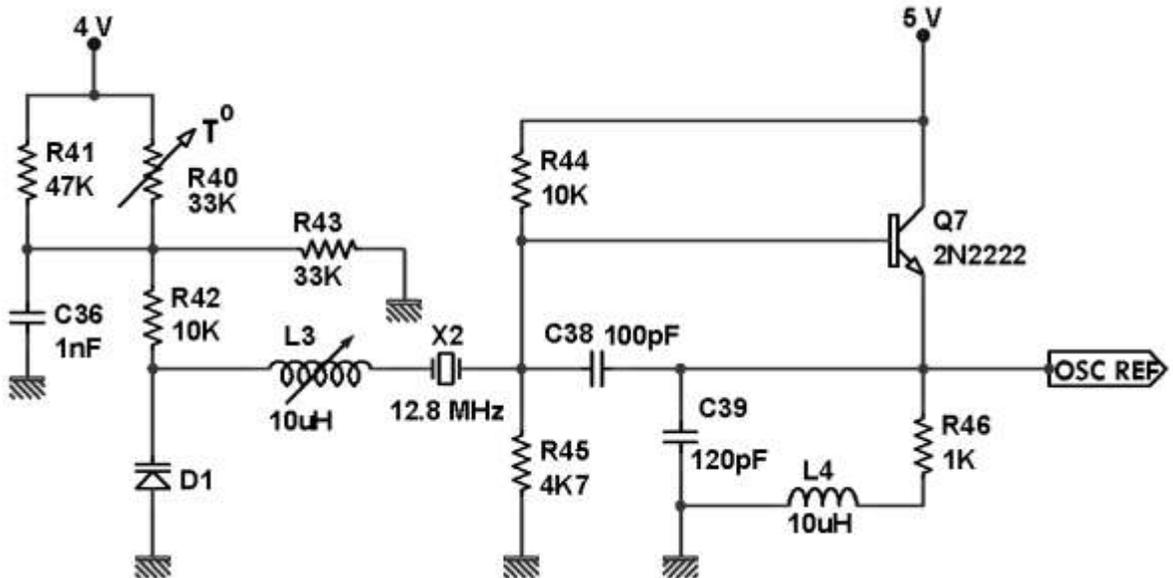
Universidad de Nariño Facultad de Ingeniería Ingeniería Electrónica	
Diagrama eléctrico Modulación y adaptación (TX)	
Edward Benavides Córdoba Francisco Zarama Romero	
Octubre de 2009	Figura 2 de 5 (TX)

3.7 OSCILADOR DE REFERENCIA Y COMPENSACIÓN EN TEMPERATURA

La variación en la temperatura genera cambios en la estructura física y química de los elementos que conforman los circuitos y por ende cambios en su comportamiento eléctrico, el efecto más indeseado de estos cambios en los equipos de comunicación es la variación de la frecuencia del VCO. (Ver figura 32)

El proceso de síntesis de frecuencia implementado es un sistema de control electrónico capaz de corregir las variaciones en la frecuencia central de la onda modulada por medio de la retroalimentación y comparación de esta señal con la señal de referencia derivada del oscilador a cristal de 12,8 MHz (ver figura 33), esto indica, que la estabilidad de la frecuencia del VCO depende de la precisión y estabilidad de la señal de referencia. Con el fin de corregir la variación de frecuencia causada por los cambios de temperatura en la onda de referencia de 12,8 MHz se implementa un circuito compensador de temperatura para el cristal X2.

Figura 31. Circuito compensador de temperatura.



El termistor R40 cambia su resistencia dependiendo de la temperatura en el interior del transmisor, este cambio genera variación de voltaje y corriente en el diodo D1 y el inductor L3 lo que permite controlar la frecuencia del cristal. Por medio del transistor Q7, las resistencias R44, R45, R46, los capacitores C38, C39 y el inductor L4 se estabiliza la oscilación y se mantiene constante la amplitud. La calibración del sistema se realiza a través del inductor variable L3.

Figura 32. Variación de la frecuencia del cristal vs temperatura.

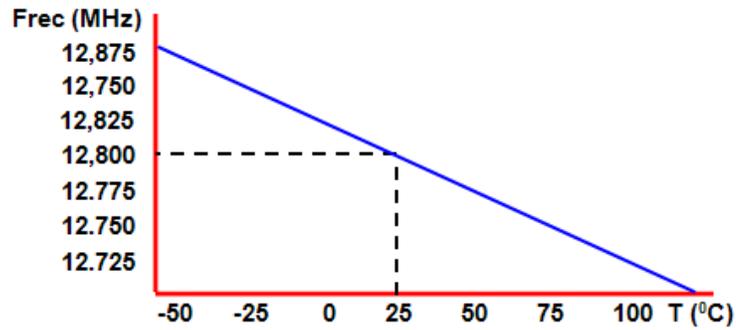
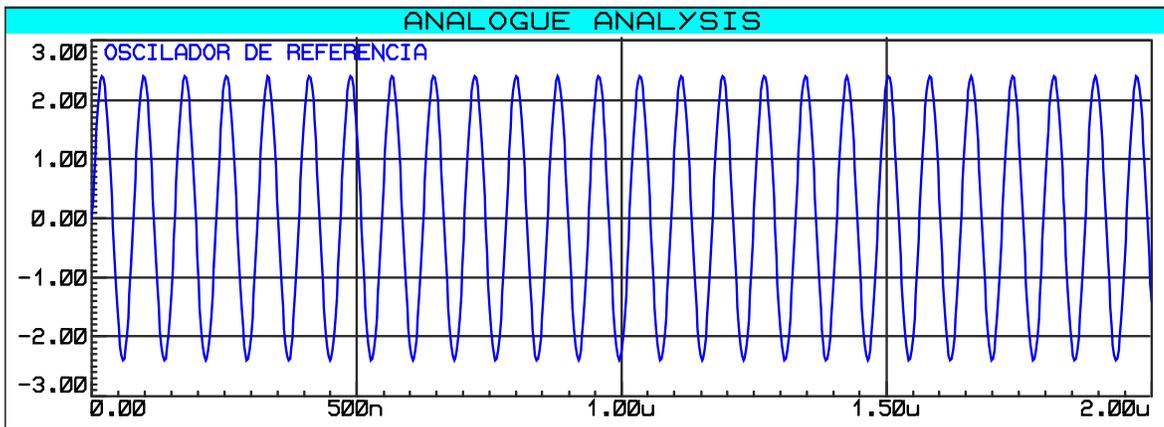


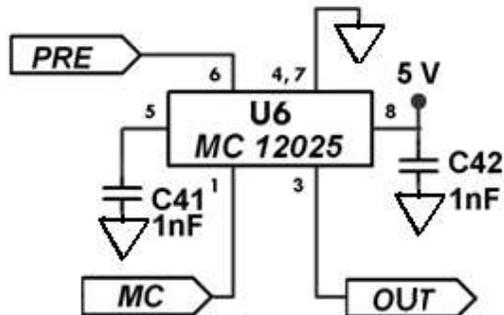
Figura 33. Oscilación de referencia.



3.8 MÓDULO PREESCALER DUAL

El preescaler MC 12025 (U6) es un circuito integrado de la compañía Motorola capaz de dividir una frecuencia de entrada por 64 o 65 obteniendo una señal resultante de una frecuencia menor proporcional a la señal procesada.

Figura 34. Circuito módulo preescaler dual.



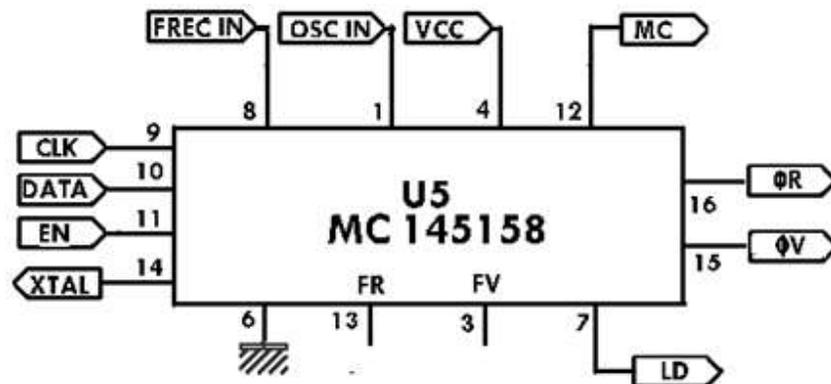
El módulo preescalador toma una señal filtrada y adaptada en voltaje derivada de la onda modulada mediante la resistencia R20 y el condensador C27 (PRE) y genera una onda (OUT) de frecuencia 64 veces menor proporcional a la frecuencia de entrada.

La señal de control MC es generada por el circuito de control lógico ubicado dentro del integrado sintetizador de frecuencia MC 145158. El nivel en la señal MC es bajo al inicio de un ciclo de conteo y permanece así hasta que el registro $\div A$ se decrementa completamente desde el valor programado. En este instante, el nivel de la señal MC se vuelve alto y permanece así hasta que el valor programado en el registro $\div N$ se decrementa. Entonces el nivel de MC retorna a bajo, los valores de los contadores se refrescan según la programación y la secuencia se repite.

3.9 SÍNTESIS DE FRECUENCIA

El circuito integrado sintetizador de frecuencia MC 145158 (U5), de la compañía Motorola, es el elemento central del módulo PLL encargado de garantizar estabilidad en la frecuencia de enlace del transmisor.

Figura 35. Circuito sintetizador de frecuencia.



El integrado MC145158 posee un contador de referencia $\div R$ de 14 bits completamente programable además de los contadores $\div N$ y $\div A$ también completamente programables en los rangos indicados en la tabla 4. Estos contadores se programan en serie a través de una entrada de datos común y se almacenan en orden dependiendo del último bit de datos introducido.

Tabla 4. Rangos de programación de los contadores en el sintetizador.

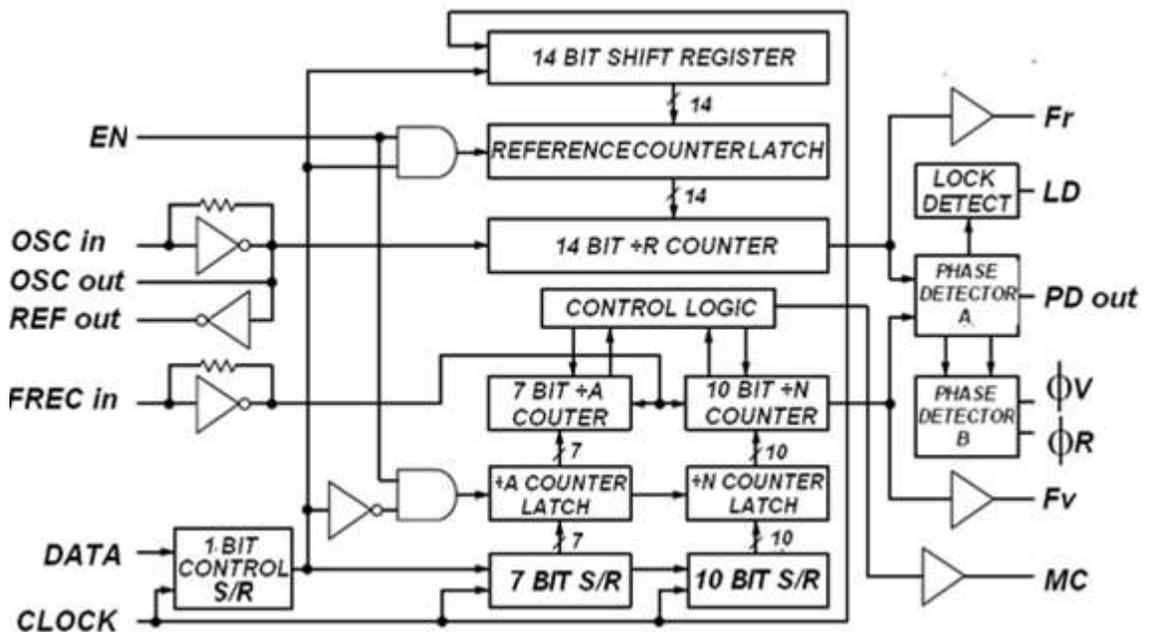
CONTADOR	RANGO
$\div R$	3 a 16383
$\div N$	3 a 1023
$\div A$	0 a 127

Al sintetizador se le aplican dos señales las cuales compara:

La primera de ellas es el resultado de dividir la radiofrecuencia de transmisión por 64 que se realiza en el preescaler (U6), bajo control del sintetizador. Esta señal FREQ IN se divide internamente hasta obtener la señal de fV de 50 KHz que se aplican a la entrada de los comparadores de fase. Un nivel alto en la señal fV decrementa los contadores $\div A$ y $\div N$.

La segunda señal se deriva del oscilador de referencia a cristal de 12,8 MHz altamente estable y compensado en temperatura OSC IN; esta señal es dividida por 256 para obtener la señal fR de 50 KHz en la otra entrada del comparador de fase.

Figura 36. Diagrama en bloques del MC145158.



Los comparadores de fase A y B generan salidas de control dependiendo de las características de las señales fV y fR que procesan:

El detector de fase A produce una señal de error de enganche (PD out) a través del pin 5.

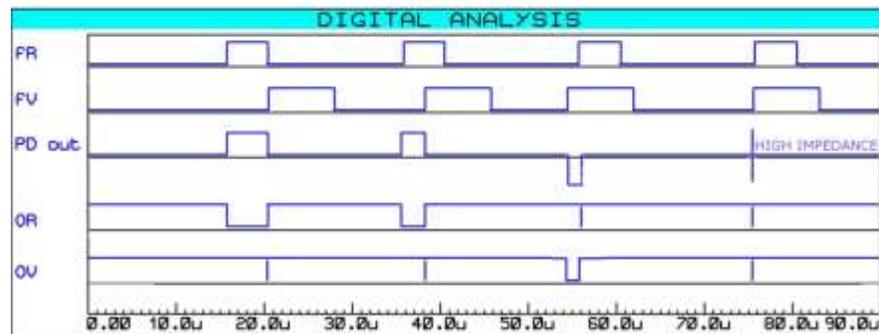
- Si la frecuencia fV es más alta que la frecuencia fR o si la fase de fV se encuentra en adelanto se obtienen pulsos negativos.
- Si la frecuencia fV es más baja que la frecuencia fR o si la fase de fV se encuentra en atraso se obtienen pulsos positivos.
- Si la frecuencia fV es la misma que la frecuencia fR y sus fases coinciden se obtiene un estado de alta impedancia.

Al mismo tiempo el comparador de fase B produce dos salidas pulsantes (ϕR , ϕV) por los pines 15 y 16.

- Si la frecuencia fV es más alta que fR o si la fase de fV está en adelanto, entonces por el pin ϕV se obtienen pulsos negativos y por el pin ϕR se obtiene un nivel alto.
- Si la frecuencia fV es más baja que fR o si la fase de fV está en atraso, entonces por el pin ϕR se obtienen pulsos negativos y por el pin ϕV se obtiene un nivel alto.
- Si la frecuencia fV = fR y si las dos están en fase, entonces por los pines ϕV y ϕR se obtiene un nivel alto excepto por un intervalo de tiempo pequeño donde los dos pines tienen un nivel bajo a la vez.

Por medio de las salidas de control (Pines 13, 3) de los registros R y N se pueden monitorear las señales fR y fV de 50 KHz que se aplican al comparador de fase.

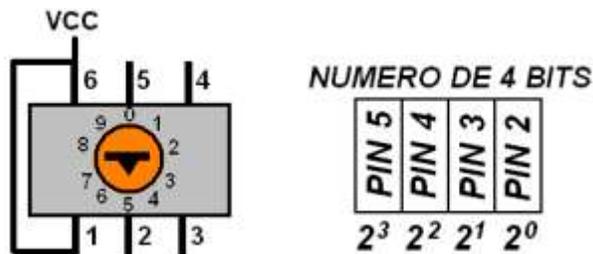
Figura 37. Señales fR - fV y salidas de control PD out, ϕR y ϕV .



3.10 CONTROL DEL PROCESO DE SÍNTESIS DE FRECUENCIA

La frecuencia central de transmisión se fija mediante los selectores rotatorios S1 (x50 KHz) y S2 (x 500 KHz) en un rango que va desde los 150 MHz hasta los 155 MHz en intervalos de 50 KHz. Los selectores envían la información la microcontrolador en forma paralela codificada en BCD, siendo el dato menos significativo el obtenido del pin 2 de selector S1 y el dato más significativo el obtenido del pin 5 del selector S2 como muestra la figura 38.

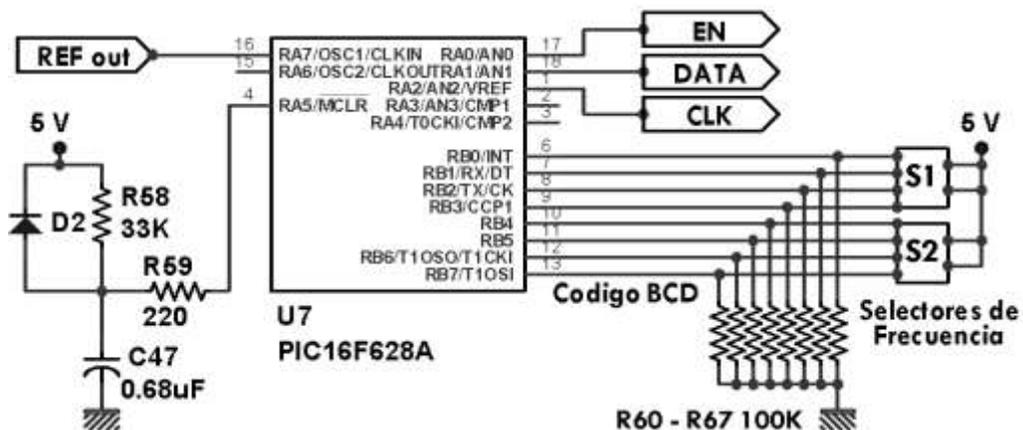
Figura 38. Selector de frecuencia y codificación BCD.



El código binario proveniente de los selectores S1 y S2 es leído por el puerto B del microcontrolador 16F628A (U7) (ver figura 39), internamente el PIC toma estos datos, los ordena según el formato requerido por el sintetizador y los transmite en forma serial hacia el pin 10 (DATA) del integrado MC 145158.

Además de los datos de control el microcontrolador envía una señal de reloj hacia el pin 9 (CLK) la cual coordina la comunicación y una señal de habilitación de carga de datos hacia el pin 11 (EN). A la vez el integrado sintetizador provee, por el pin 14 (REF out), una señal con la misma frecuencia del oscilador de referencia a cristal (12,8 MHz) que es usada como oscilador por el PIC 16F628A.

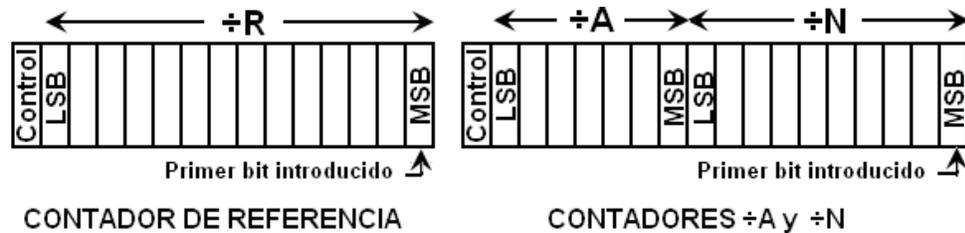
Figura 39. Circuito de control para la síntesis de frecuencia.



Mediante el circuito conformado por el diodo D2, el capacitor C47 y las resistencias R58 y R59 se asegura un voltaje positivo que mantiene al microcontrolador activado y corriendo el programa de control en forma continúa para responder rápidamente a los cambios de frecuencia.

3.10.1 Programación de datos en el integrado sintetizador. Cada transición de bajo a alto del reloj almacena un bit en los registros internos del chip. El último bit de datos ingresado determina cual posición del contador es activada, un 1 lógico selecciona la posición del contador de referencia ÷R y un 0 lógico selecciona un nivel en los contadores ÷A y ÷N. La figura 40 muestra la estructura de cada uno de los contadores.

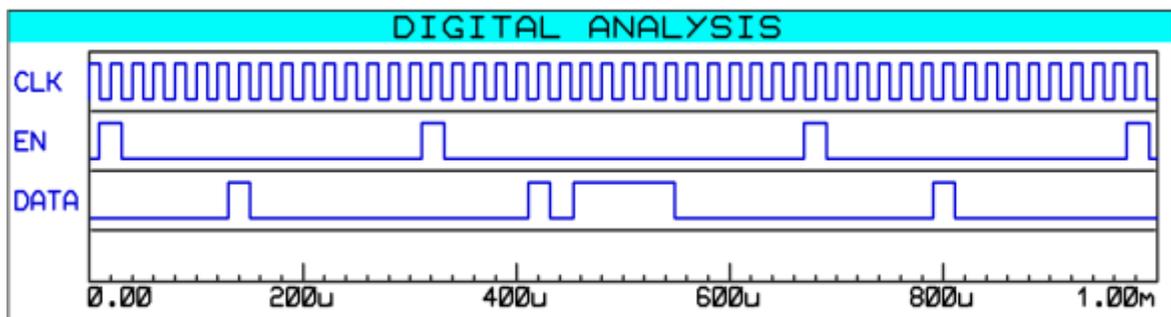
Figura 40. Contador de referencia y contadores ÷A y ÷N.



Un 1 lógico en el pin de habilitación (EN) traspasa el dato almacenado en el SHIFT REGISTER al registro de referencia de división o a los registros ÷N, ÷A dependiendo del bit de control.

El registro de referencia de división es activado si el bit de control es un 1 lógico y los registros ÷N, ÷A se activan si el bit de control es un 0 lógico. Un 0 lógico en el pin EN habilita el cambio de datos el SHIFT REGISTER sin afectar los contadores. El pin de habilitación está normalmente en bajo y se cambia a alto cuando se desea transferir datos a los registros. (Ver figura 41)

Figura 41. Señales de programación para el sintetizador MC 145158.



3.11 CONTROL DE LA FRECUENCIA DE TRANSMISIÓN

El circuito de control de oscilación mantiene estable la frecuencia de enlace seleccionada, para esto utiliza la señal PDout proveniente del comparador de fase A, en el sintetizador de frecuencia y genera un voltaje directo VTX proporcional al ancho de los pulsos de control.

Cuando el oscilador VHF del modulador tiene la misma frecuencia y fase que la señal de referencia el voltaje de control VTX es de 2,5 VDC, si la señal de transmisión disminuye su frecuencia o se desfasa en atraso el voltaje se eleva hasta alcanzar la frecuencia y fase de referencia; pero si esta frecuencia se eleva o se desfasa en adelante el voltaje VTX disminuye hasta igualar la señal de referencia, este proceso se muestra en la figura 43.

Figura 42. Circuito de control de frecuencia.

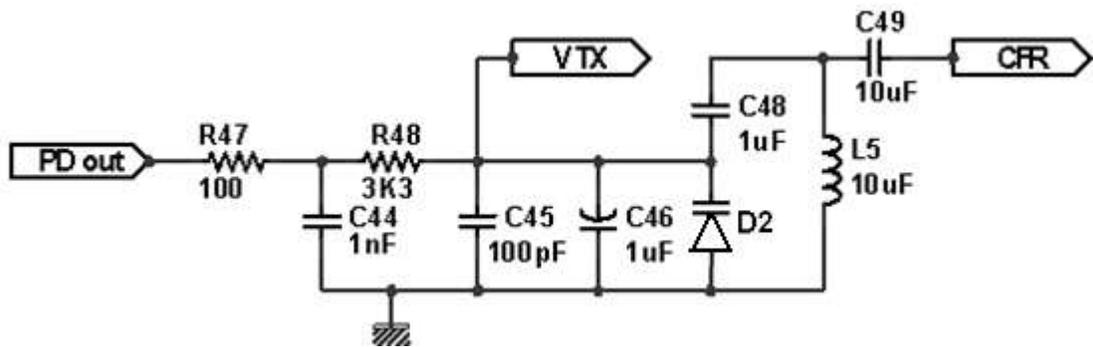


Figura 43. Señal PDout con fV en adelante, en fase y en atraso.

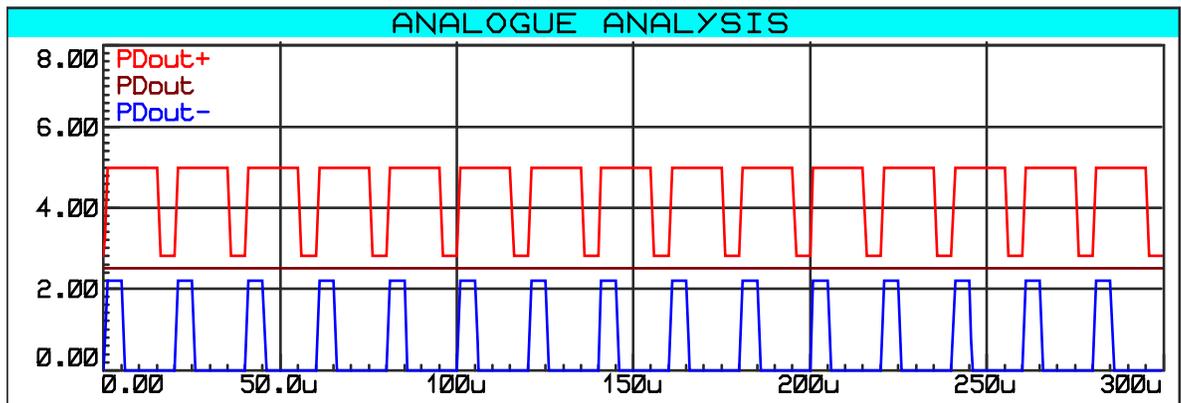
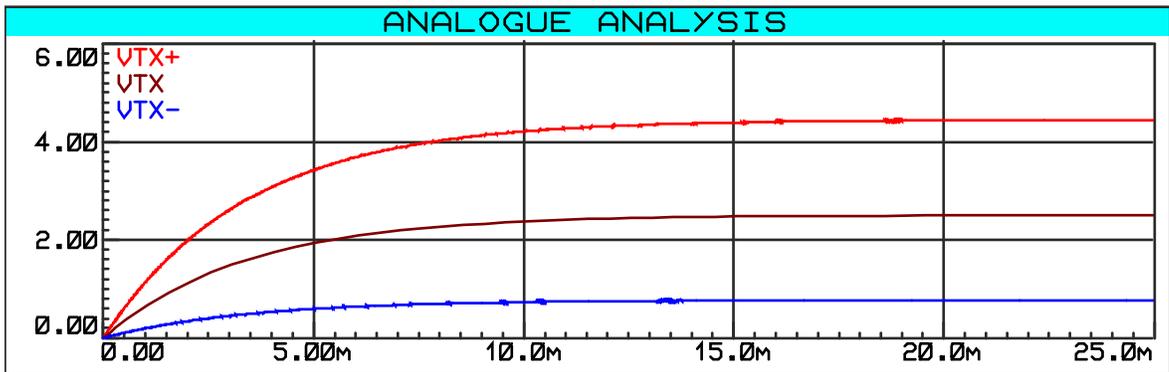


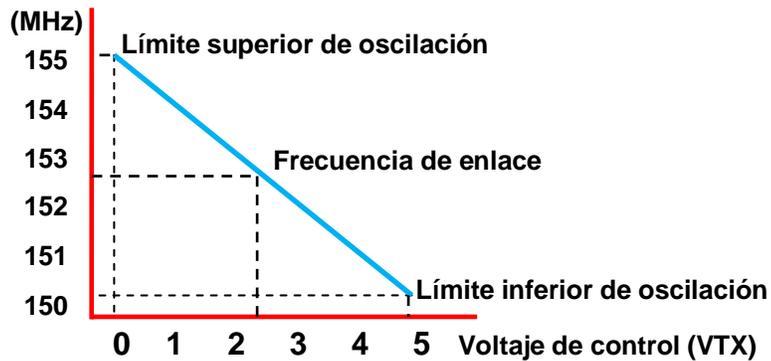
Figura 44. Voltajes de control para la frecuencia de transmisión (VTX).



La señal VTX modifica las características del circuito tanque conformado por los capacitores C47, C48, C49 y el inductor L5 creando una salida que controla la frecuencia central de la onda portadora (CFR) en el modulador; esta señal se aplica al pin 4 de integrado NJM 2519.

La figura 44 muestra el comportamiento de los voltajes de control VTX para la señal de radiofrecuencia, de igual manera, la figura 45 establece el intervalo de variación de frecuencia de transmisión en relación a los voltajes de control.

Figura 45. Variación de la frecuencia respecto al voltaje de control.

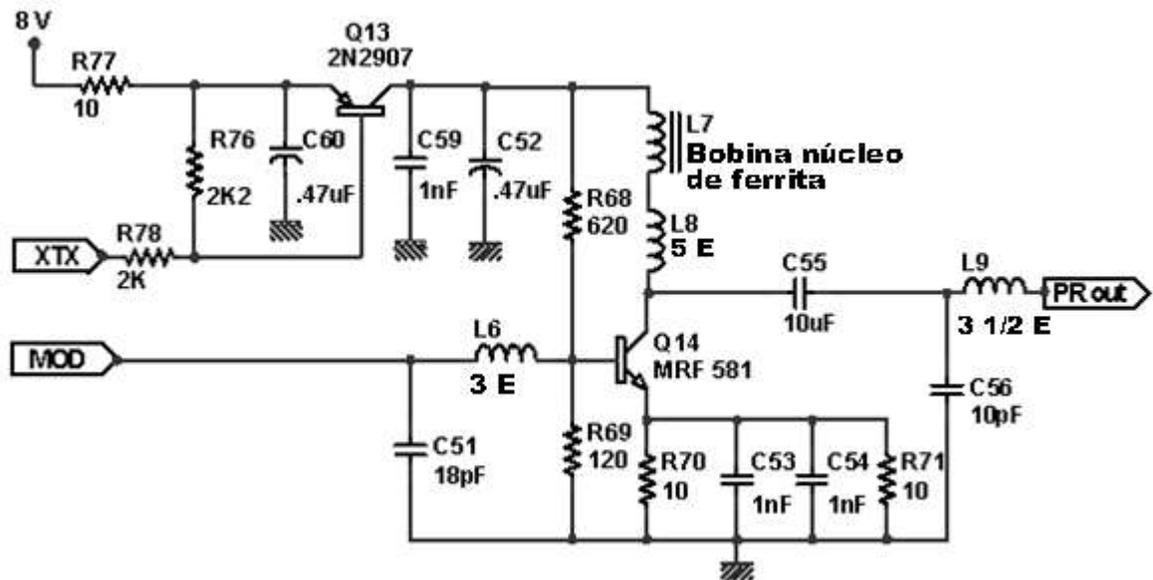


3.12 PREAMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA

Por medio de la señal de control de transmisión XTX se logra habilitar o deshabilitar el proceso de amplificación de potencia; cuando XTX entrega 0 VDC a la resistencia R78, se establece una diferencia de potencia entre el emisor del transistor Q13 (conectado a 8VDC) y su base, generando un voltaje en el colector de 8 voltios que se utilizan para alimentar el circuito preamplificador.

Si la señal XTX entrega a la resistencia R78 un voltaje de 8VDC no se produce diferencia de potencial entre el emisor y la base del transistor Q13, por ende, no existirá ningún voltaje que alimente el circuito preamplificador y la amplificación de potencia se deshabilita.

Figura 47. Circuito preamplificador.



En la etapa de preamplificación la señal FM que se muestra en la figura 47 se utiliza un transistor BJT NPN para radiofrecuencias y microondas de baja potencia de la compañía Advanced Power Technology RF, el MRF 581 (Q14), implementado en clase A dando lugar a que el transistor se mantenga siempre en zona activa y que la corriente de salida circule durante todo el ciclo de la señal de entrada, produciendo menor distorsión en la señal de salida.

La entrada de radiofrecuencia se conecta a la base del transistor MRF 581 por medio un circuito de acoplamiento de impedancias compuesto por C34, C51 y L6.

La polarización de colector se acopla en forma inductiva utilizando el inductor L7 con núcleo de ferrita y el inductor L8 con núcleo de aire para obtener mayor eficiencia y alta ganancia de corriente de salida.

La resistencia de emisor R_e tiene un valor de 5Ω , su objetivo es aumentar la estabilidad del amplificador. En este caso para lograr manejar la alta corriente que se genera es necesario dividir la carga implementando en paralelo dos resistencias de 10Ω (R_{70} y R_{71}) que equivalen al valor requerido en R_e .

$$R_e = R_{70} \parallel R_{71} = \frac{R_{70} \times R_{71}}{R_{70} + R_{71}} = \frac{10 \times 10}{10 + 10} = 5\Omega$$

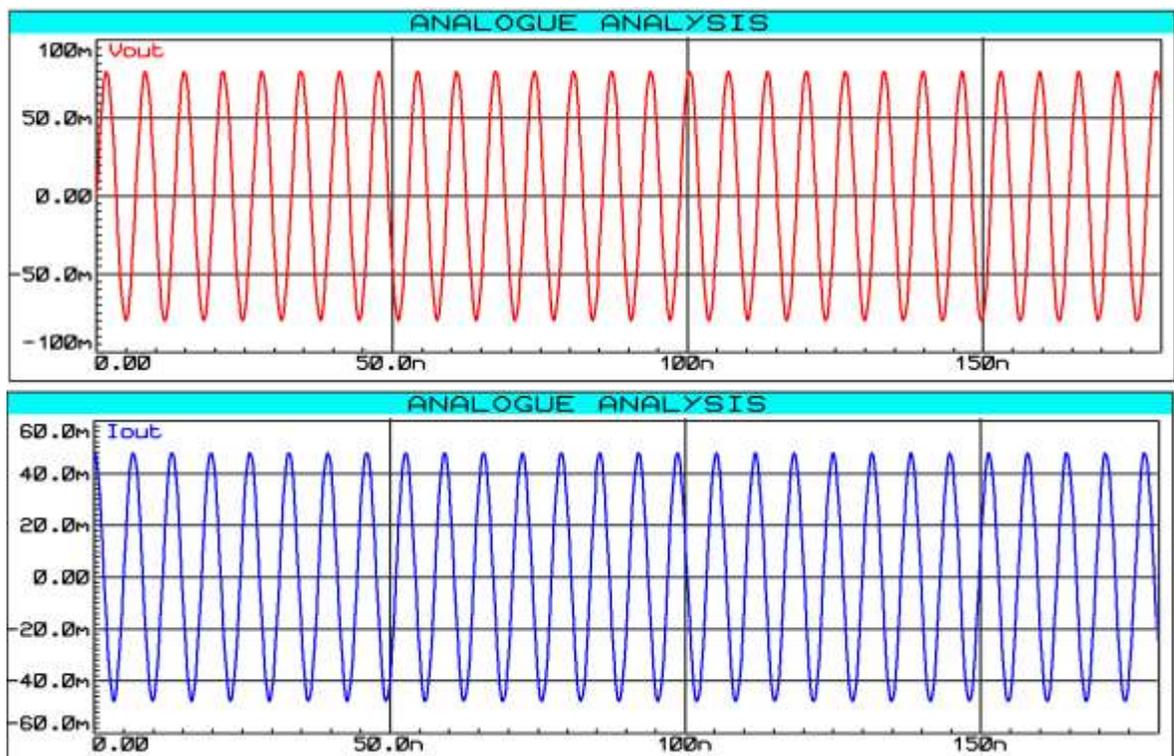
Del mismo modo la capacitancia de derivación en emisor C_e , equivalente a $2nF$, se establece mediante dos capacitores (C_{53} y C_{54}) en paralelo.

$$C_e = C_{53} + C_{54} = 1nF + 1nF = 2nF$$

El capacitor de derivación funciona como un corto circuito para la corriente alterna y un circuito abierto para corriente continua y compensa la disminución en la ganancia de corriente alterna producida por R_e . La señal de salida se acopla a la etapa de amplificación de $2W$ a través de la red de acoplamiento de impedancia formada por L_9 , C_{55} y C_{56} .

Las señales de voltaje y corriente de salida del preamplificador se muestran en la figura 48.

Figura 48. Voltaje y corriente de salida del preamplificador.



3.13 AMPLIFICADOR DE 2 VATIOS

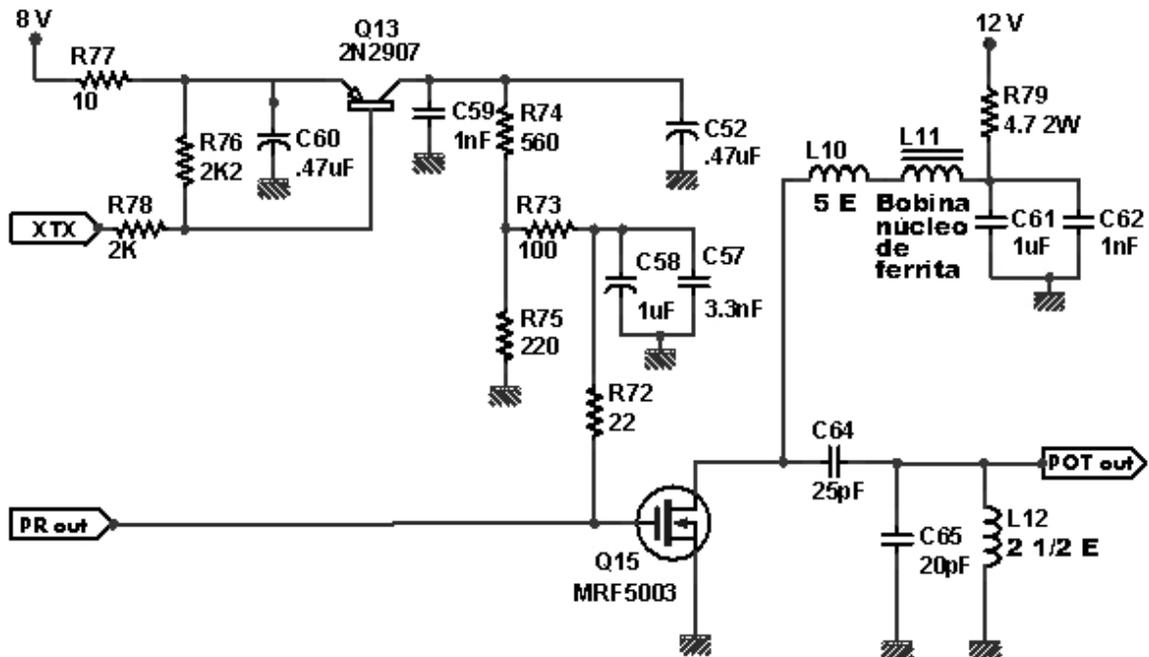
Para obtener 2 vatios de potencia en la carga de salida se requiere alta ganancia de corriente, por este motivo en la etapa de amplificación se utiliza el transistor de radiofrecuencias MOSFET MRF 5003 canal N para potencia de la compañía Motorola (Q15).

Para lograr que la potencia que se disipa en el amplificador sea baja y mejorar la eficiencia se implementa el MOSFET en configuración clase C y se polariza de modo que conduce menos de 180° de la señal de entrada lo cual significa que la corriente fluye a través de él en impulsos cortos.

En la compuerta del MOSFET se aplica la señal de radiofrecuencia PR out que se va a amplificar conjuntamente a la polarización de señal positiva de 2,25 V y una corriente de 8 mA; el potencial se genera en el circuito conformado por el módulo de habilitación de 8 voltios junto a las resistencias R73, R74, R75 y se filtra por medio de los capacitores C57 y C58, si se deshabilita la transmisión la polarización de señal y la corriente desaparecen.

El voltaje de polarización de señal que se aplica en compuerta crea una reducción en el ángulo de conducción del transistor de efecto de campo.

Figura 49. Circuito amplificador de 2W.



La polarización de drenaje en el MRF 5003 es de 12V y se realiza mediante el uso de un acople inductivo conformado por el inductor L10 con núcleo de aire y el inductor L11 con núcleo de ferrita, la resistencia R79 a 2 vatios proporciona la corriente adecuada al MOSFET, los capacitores C61 y C62 filtran y purifican la señal de corriente continua.

Conjuntamente al circuito de polarización en drenaje se implementa un circuito sintonizado cuya finalidad es formar la salida de onda senoidal de corriente alterna completa.

Este circuito sintonizado paralelo conformado por los capacitores C64, C65 y el inductor L12, oscilará a su frecuencia resonante siempre que reciba un pulso que cargará el capacitor C65, el que, a su vez, se descargará en el inductor L12; el campo magnético en el inductor se incrementará y después caerá, produciendo la inducción de un voltaje, el voltaje inducido recarga entonces al capacitor en dirección opuesta. Este intercambio de energía entre inductor y capacitor produce una onda senoidal a la frecuencia de resonancia de amplitud constante, es decir, a pesar de que la corriente fluye por el MRF 5003 en pulsos cortos, la salida del amplificador clase C (POT out) será una onda senoidal continua. El pin fuente del MOSFET se conecta directamente a tierra eléctrica.

3.14 FILTRO ANTI ARMÓNICAS

En un transmisor de potencia, además de la frecuencia fundamental, son radiadas frecuencias armónicas que pueden causar interferencia, esto se debe a que las señales periódicas no son totalmente puras ya que se componen de una mezcla de señales cuyas frecuencias son la multiplicación de la frecuencia fundamental por un número entero; por este motivo se implementa un módulo que atenúa las frecuencias armónicas.

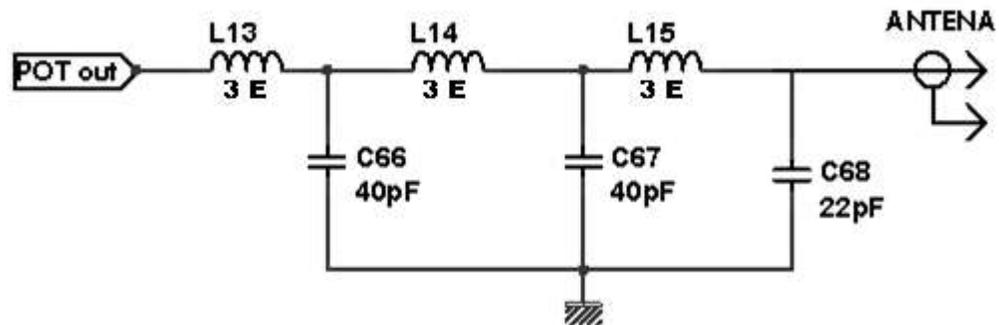
El circuito sintonizado implementado en drenaje para formar la onda senoidal completa tiene también la finalidad de atenuar la amplitud de las frecuencias armónicas de orden superior. Los valores de los capacitores C64, C65 y el inductor L12 se seleccionaron de modo que proporcionan una atenuación adecuada de las armónicas y a la vez un ancho de banda apropiado para dejar pasar las bandas laterales que originan el proceso de demodulación, manteniendo la fidelidad de la transmisión.

La componente de corriente directa de drenaje fluye por las bobinas L10 y L11, la componente alterna circula a través del capacitor de bloqueo C64 y luego a través del circuito sintonizado, el cual proporciona una trayectoria de impedancia cercana a cero hacia tierra para las corrientes armónicas contenidas en la señal senoidal, evitando así la generación de voltajes armónicos en la salida.

Con respecto a la componente fundamental, el circuito de salida sintonizado tiene una reactancia elevada, obligando a la señal a penetrar completamente hacia la siguiente etapa de filtrado, sin producir atenuación.

Anexo al circuito sintonizado se implementa una etapa adicional para la atenuación de frecuencias armónicas que proporciona una atenuación de 27 dB para la segunda armónica y de 23 dB para las frecuencias armónicas siguientes.

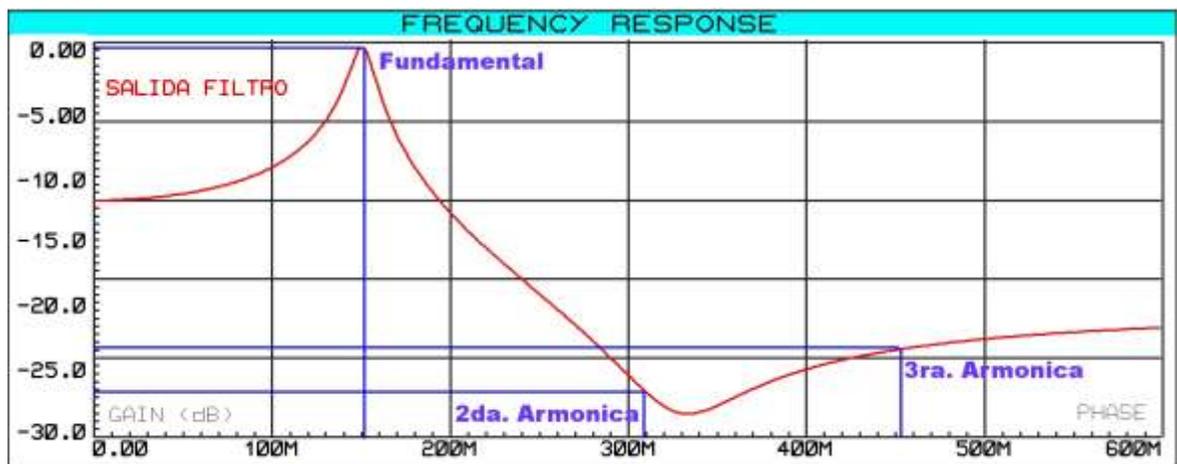
Figura 50. Filtro anti armónicas.



Este circuito se compone de un filtro pasa bajos clase T conformado por los inductores L13, L14 y el inductor C66 conjuntamente a un filtro pasa-bajos clase π conformado por los capacitores C67, C68 y el inductor L15, que además, proporciona acoplamiento de impedancias entre la salida y los 50 Ω de la antena.

En la figura 51 se muestra el análisis en frecuencia del circuito anti armónicas.

Figura 51. Atenuación del filtro anti armónicas.

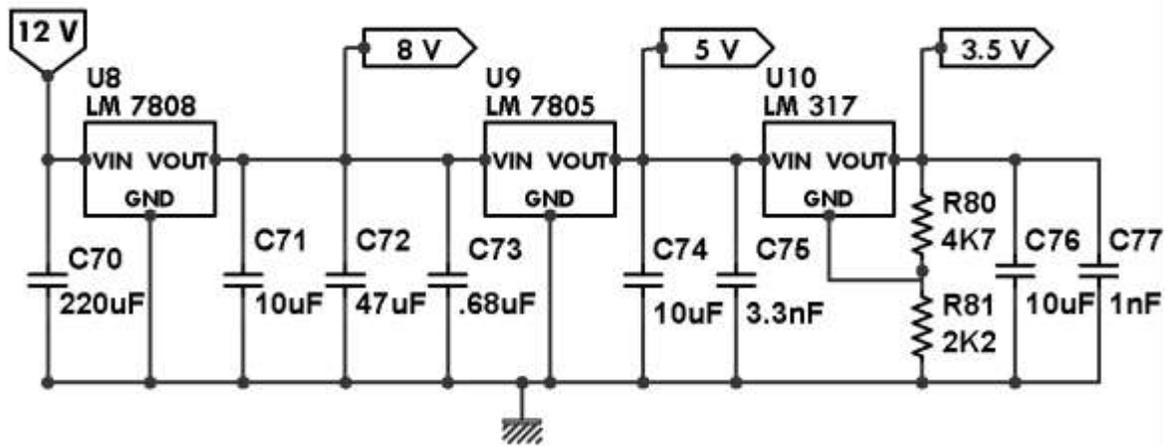


3.15 FUENTES DE ENERGÍA

El codificador estéreo se alimenta con una tensión de 3,5 VDC, la pantalla LCD conjuntamente a los circuitos lógicos como los microcontroladores, el preescaler, el integrado sintetizador y el circuito modulador se alimentan con 5 VDC; los amplificadores operacionales, el preamplificador y el oscilador de referencia se energizan con una tensión de 8 VDC. La alimentación del amplificador de 2W es de 12 VDC.

La alimentación de energía principal se obtiene a partir de una fuente AC/DC que suministra +12 VDC que se conecta a un tomacorriente de 110/220 VAC.

Figura 52. Fuentes de energía.



Los voltajes de +8 VDC, +5 VDC y 3,5 VDC se derivan del voltaje principal de +12 VDC, para este fin se emplea un regulador de voltaje LM 7808, un regulador LM 7405 y un regulador con salida de voltaje ajustable LM 317 para obtener 3,5 VDC.

Todos estos voltajes se filtran utilizando condensadores conectados a tierra para eliminar las componentes de corriente alterna evitando que se introduzca ruido en la transmisión; además la mayoría de las etapas del equipo tienen circuitos propios que purifican los voltajes de alimentación.

3.16 ANTENA DE TRANSMISIÓN

El transmisor, al ser un equipo portable, requiere un patrón de radiación esférico, es decir, que la energía proporcionada por el amplificador de 2W se irradie en todas direcciones. Una antena omnidireccional de $\frac{1}{4}$ de onda cumple con este requerimiento.

“La longitud de onda λ de la señal modulada en frecuencia es:

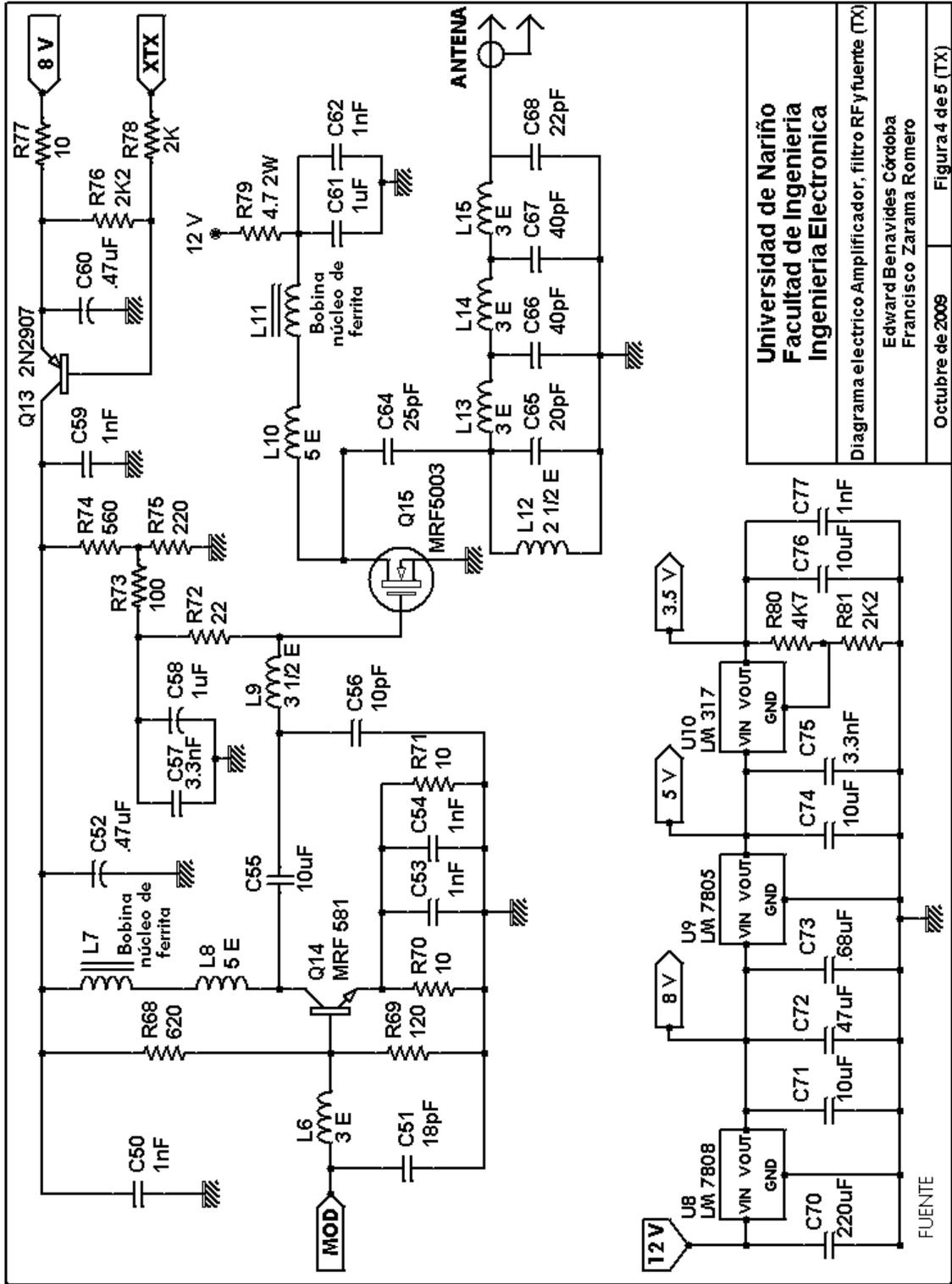
$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{152 \times 10^6} = 1.973 \text{ m}$$

Por lo tanto la longitud de la antena omnidireccional de $\frac{1}{4}$ de onda del transmisor es.”^[23]

$$L_{\text{antena}} = \frac{1.973}{4} = 0.493 \text{ m}$$

^[23] CARDAMA AZNAR, Ángel. ROCA, Luís José y otros. Antenas. Primera ed. Barcelona. España: Alfaomega. 2000. p. 25,26.

Figura 53. Diagrama eléctrico amplificador, filtro RF y fuente (Transmisor).



Universidad de Nariño
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica

Diagrama eléctrico Amplificador, filtro RF y fuente (TX)
Edward Benavides Córdoba
Francisco Zarama Romero

Octubre de 2009 Figura 4 de 5 (TX)

3.17 CONTROL DIGITAL Y VISUALIZACIÓN LCD

Cuando el equipo transmisor es energizado el microcontrolador AT89C51 (U11) de ATMEL envía un cero lógico, por el pin 3 del puerto P2, a la interfaz conformada por el transistor Q18 y la resistencia R118, entonces el LED D6 se activa indicando que el equipo está encendido. Por el puerto P0 se envían los datos D0 a D7 hacia la pantalla LCD de 16 caracteres por 2 líneas, LCM1602A de LONGTECH. Los pines 5, 6 y 7 del puerto P2 manejan, respectivamente, el control de registro, el selector lectura/escritura y la activación del módulo LCD.

El código BCD con la información de la frecuencia central de enlace se transmite en forma paralela hacia el microcontrolador, este recibe el código a través de los 8 pines del puerto P1, lo interpreta y construye el paquete de datos que permite visualizar la frecuencia central de la onda modulada en la pantalla LCD. El PIC realiza este proceso de manera frecuente, para de esta manera, actualizar la información proveniente de los selectores rotatorios.

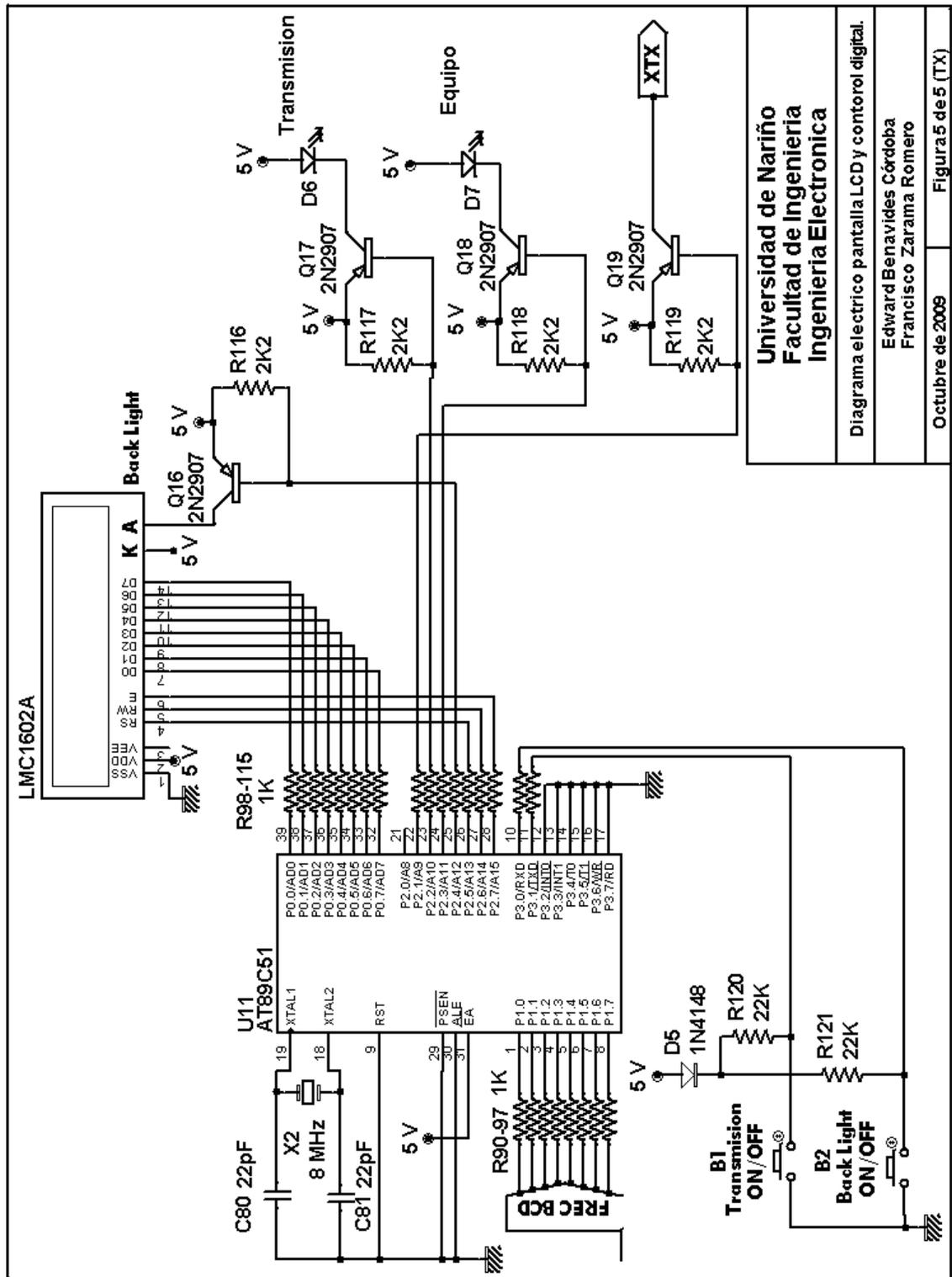
La señal de control de transmisión proviene del botón B1 y se lee por el pin 1 del puerto P3; este pin recibe un cero lógico (0 voltios) si el botón no está presionado y un uno lógico (5 voltios) en el momento en que el botón B1 es presionado; en este caso, si el nivel alto se mantiene por mas de 1 segundo el PIC genera un cero lógico en los pines 1 y 2 del puerto P2. El nivel bajo en el pin 2, por medio de la interfaz conformada por el transistor Q17 y la resistencia R117, enciende el LED D7 que indica que le equipo está transmitiendo. El nivel bajo en el pin 1, por medio de la interfaz conformada por el transistor Q19 y la resistencia R119, cambia el voltaje en la señal de habilitación de transmisión (XTX) de 0 a 5 voltios, lo que activa los circuitos de preamplificación y modulación, iniciando la transmisión. Cuando el botón B1 deja de ser presionado los niveles de voltaje en los pines 1 y 2 del puerto 2 se mantienen.

Si el botón B1 vuelve a ser presionado por un tiempo igual o mayor a 0,5 segundos, los niveles de voltaje en los pines 1 y 2 retornan a uno, el LED D7 se apaga, la señal XTX cambia su voltaje de 5 a 0 voltios lo que ocasiona que el enlace radial establecido termine.

La señal de control de BACK LIGHT se genera en el botón B2 y se lee por el pin 0 del puerto P3, este pin recibe un cero lógico cuando el botón no está presionado y un uno lógico si el botón B2 es presionado. Cuando el nivel alto se mantiene por mas de 1 segundo, el PIC genera un cero lógico en el pin 4 del puerto P2, de esta manera, por medio de la interfaz conformada por el transistor Q16 y la resistencia R116, se enciende la luz de fondo de la pantalla LCD.

Si el botón B2 vuelve a ser presionado por un tiempo igual o mayor 0,5 segundos, el nivel de voltaje en el pin 3 retorna a uno y la luz de fondo se apaga.

Figura 54. Diagrama eléctrico pantalla LCD y control digital (Transmisor).



Universidad de Nariño
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica
 Diagrama eléctrico pantalla LCD y control digital.
 Edward Benavides Córdoba
 Francisco Zarama Romero
 Octubre de 2009
 Figura 5 de 5 (TX)

4. DISEÑO DEL RECEPTOR

El segundo equipo que conforma el sistema de radio enlace es el receptor FM, este equipo se ubica en las instalaciones de la emisora RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO y permite recuperar la información de audio transmitida. El diagrama eléctrico en bloques del receptor se muestra en la figura 58.

La estabilidad en la frecuencia de recepción se logra mediante la operación de síntesis de frecuencia dirigida por microcontrolador y programable por medio de selectores rotatorios. La señal de referencia proviene de un oscilador a cristal altamente estable y compensado en temperatura.

Los diseños de los circuitos de selección de frecuencia, control del sintetizador, compensación de temperatura, adaptación de la señal del VCO y fuentes son los mismos tanto en el equipo transmisor como en el receptor.

4.1 SINTONIZADOR

La señal de radiofrecuencia RF se capta utilizando una antena omnidireccional de $\frac{1}{4}$ de onda; calculada a 152 MHz. Posteriormente a través de cable coaxial calibre RG6 se conduce hasta el sintonizador. Para lograr la mejor calidad de recepción se trabaja con un filtro pasa banda helicoidal aislado o sintonizador calculado a una frecuencia central FC de 152 MHz (calibrado con los capacitores de 1000 μF); que es la frecuencia de la señal portadora de FM y un ancho de banda de 5 MHz.

De esta manera, se obtienen las frecuencias de corte inferior y superior de 150 MHz y 155 MHz respectivamente; rango dentro del cual la señal tiene un valor igual o superior al 70,7% de la amplitud original a esas frecuencias. La naturaleza de este filtro ayuda a eliminar en parte el ruido electromagnético y la distorsión armónica, este proceso se muestra en la figura 57.

Figura 55. Sintonizador.

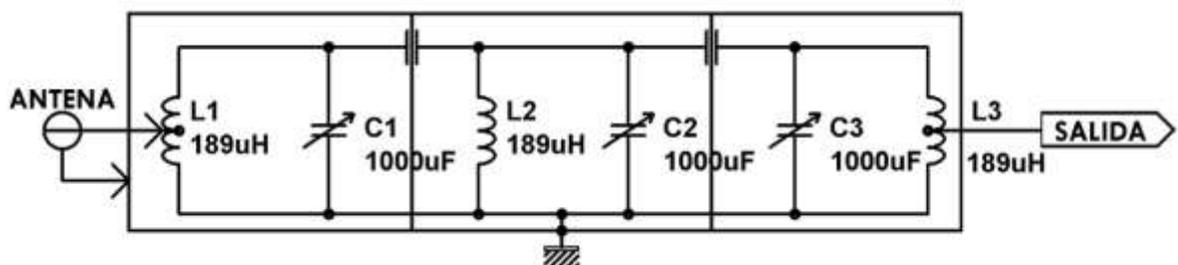


Figura 56. Diagrama eléctrico en bloques del receptor.

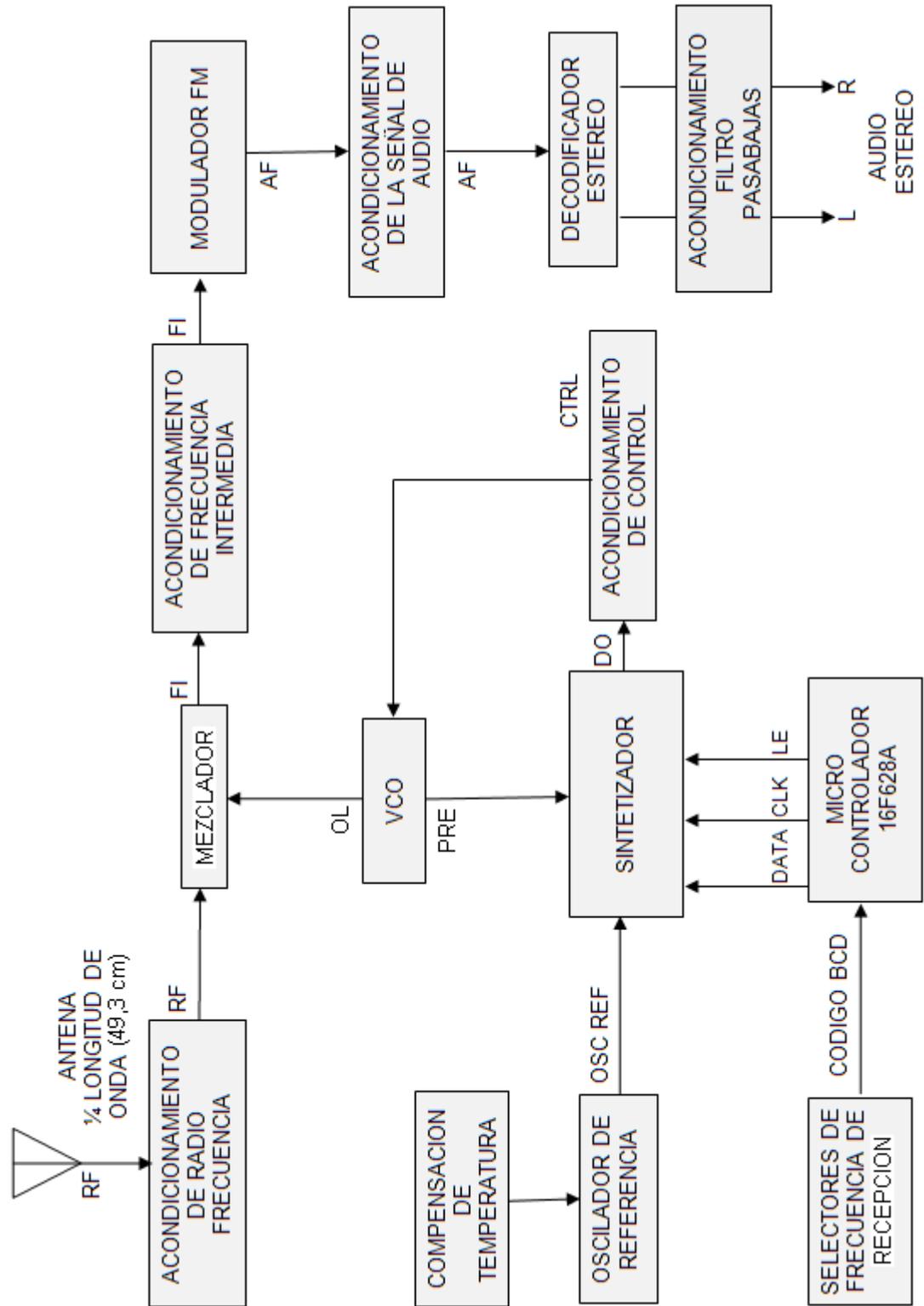
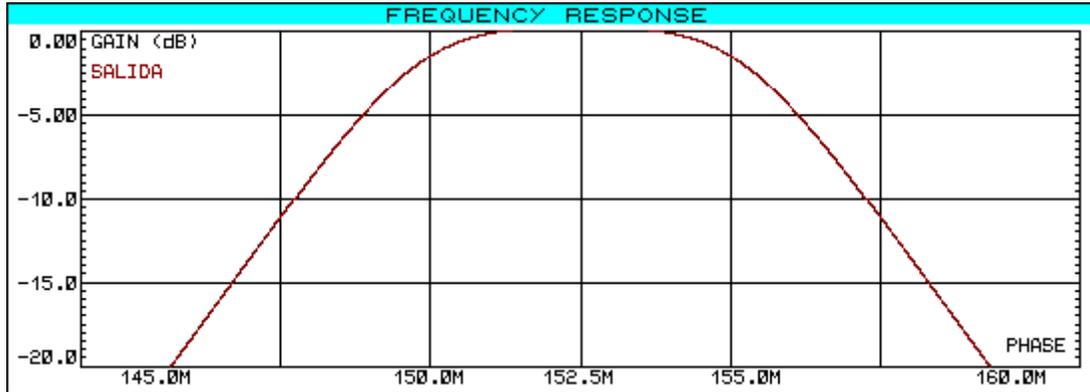


Figura 57. Respuesta en frecuencia del filtro pasa banda.



4.2 PREAMPLIFICADOR Y FILTRO DE RF

Posteriormente, esta señal pasa por el preamplificador de bajo ruido a través del transistor Q1 que genera una ganancia teórica aproximada de 100; por estar en emisor común, tal como indica la figura 59. Este preamplificador también funciona como un filtro pasa banda como se muestra en la figura 60.

Figura 58. Circuito preamplificador RF.

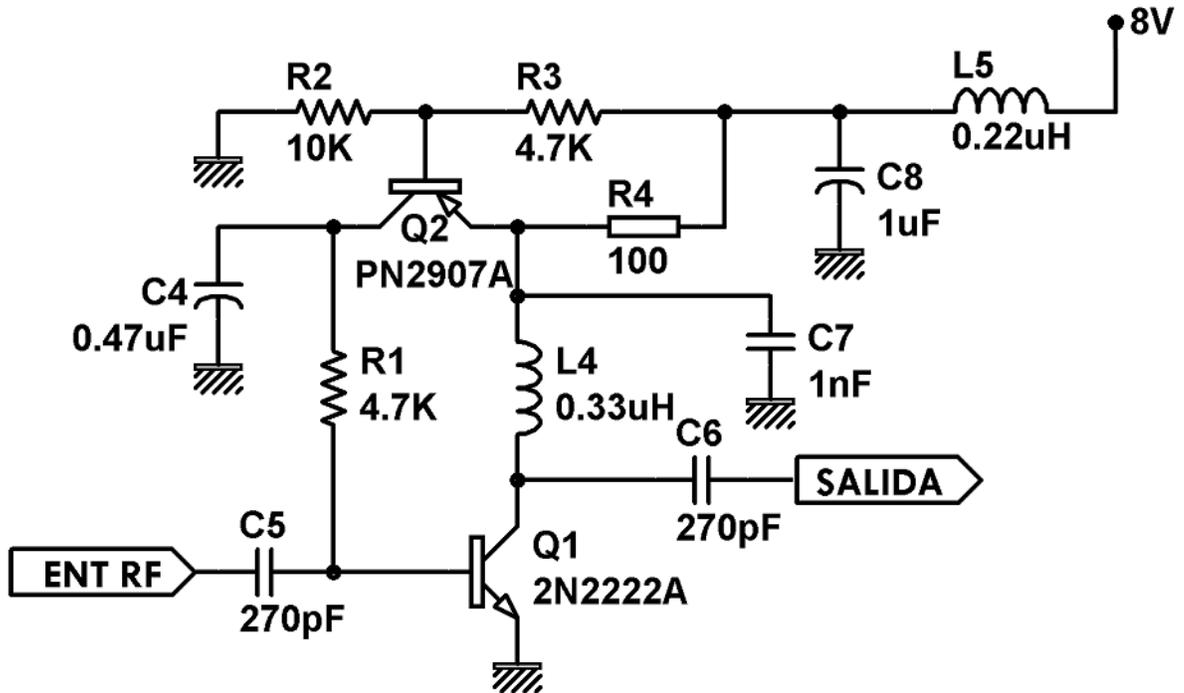


Figura 59. Ganancia de la señal en el preamplificador.

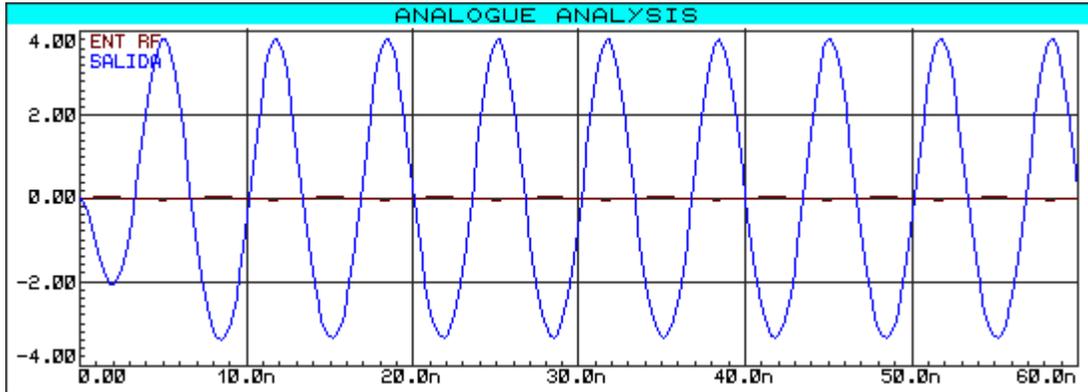
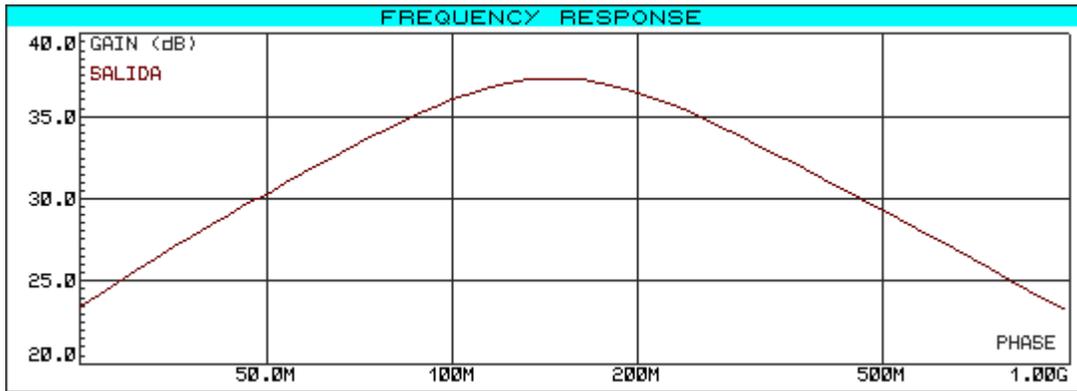


Figura 60. Respuesta en frecuencia del preamplificador.



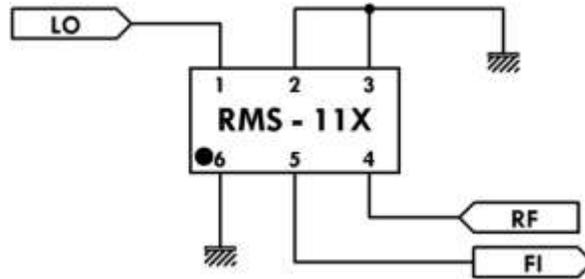
4.3 MEZCLADOR

La señal filtrada se aplica al mezclador RMS-11X de la compañía Mini Circuits (ver figura 61 y tabla 5), donde se obtiene una frecuencia intermedia FI de 21,4 MHz como resultado de la unión de la señal RF y la frecuencia de oscilador local LO proveniente del VCO; que debe estar alrededor de 130 MHz. La FI se calcula como la diferencia entre la frecuencia de RF y la frecuencia del oscilador local LO.

Tabla 5. Características del mezclador.

PARAMETRO	VALOR
Potencia máx. de RF	200 mW
Corriente máx. de FI	40 mA
Aislamiento RF - LO	35 dB
Perdida de conversión	7,1 dB

Figura 61. Mezclador doblemente balanceado.



4.4 FILTRO Y AMPLIFICADOR DE FI

Esta señal de FI se filtra con los resonadores X1, X2 de 21,4 MHz y se amplifica con los transistores Q3 (FET) y Q4; de tal manera que la señal que se obtiene a la salida de esta etapa es el resultado de la mezcla negativa es decir únicamente la diferencia entre las frecuencias de RF y LO.

Figura 62. Filtro de FI.

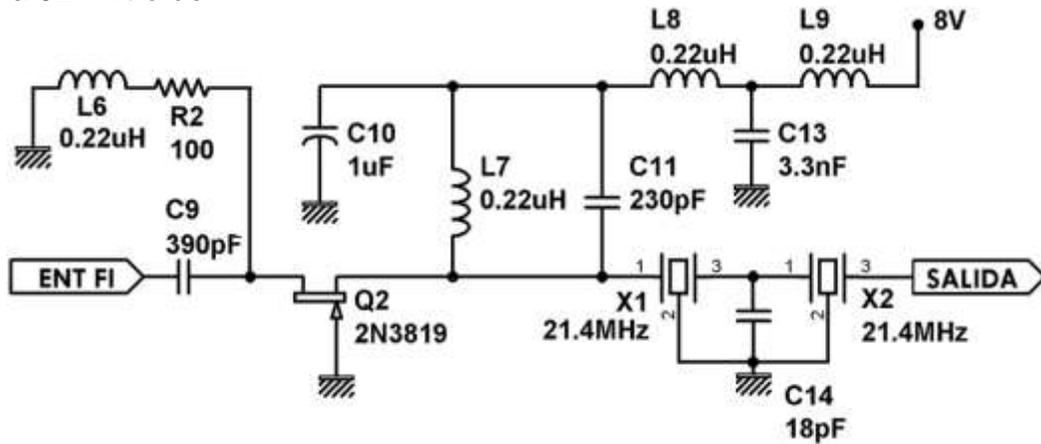


Figura 63. Respuesta en frecuencia del filtro de FI.

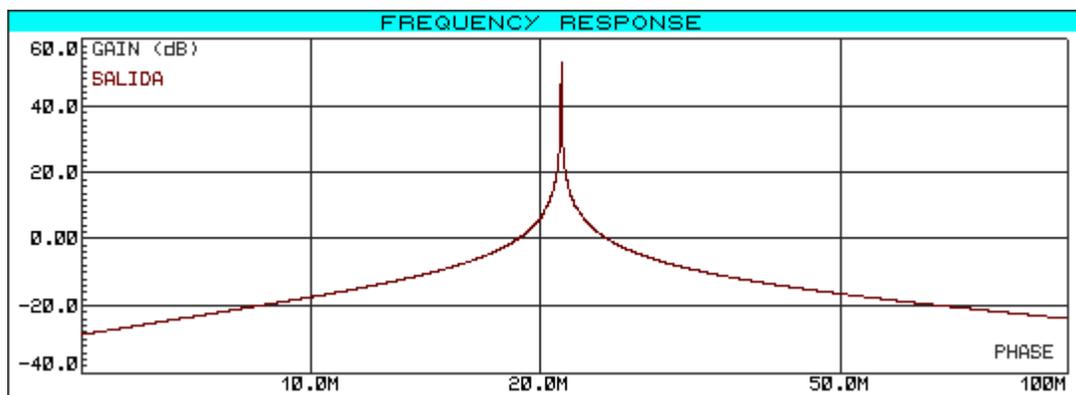


Figura 64. Amplificador de FI.

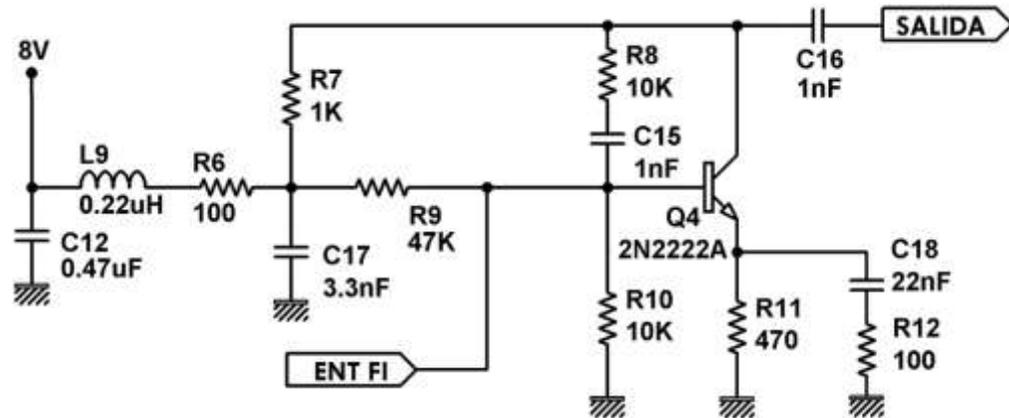
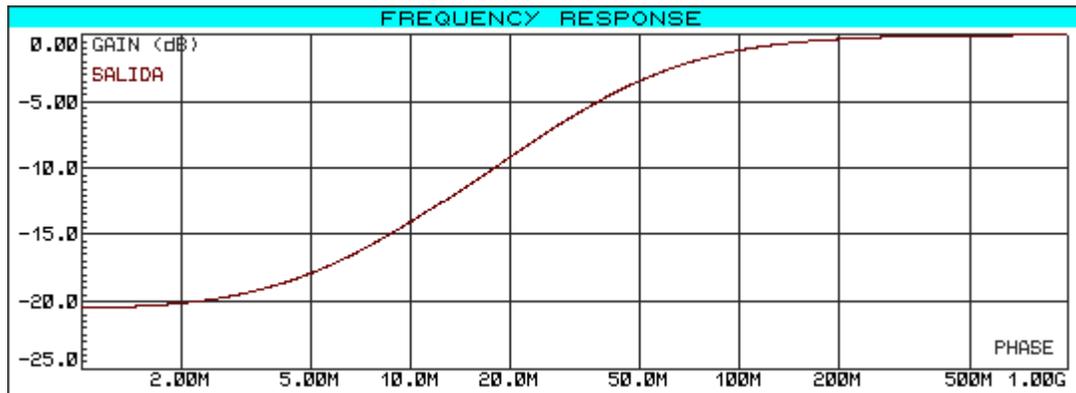


Figura 65. Respuesta en frecuencia del amplificador de FI.



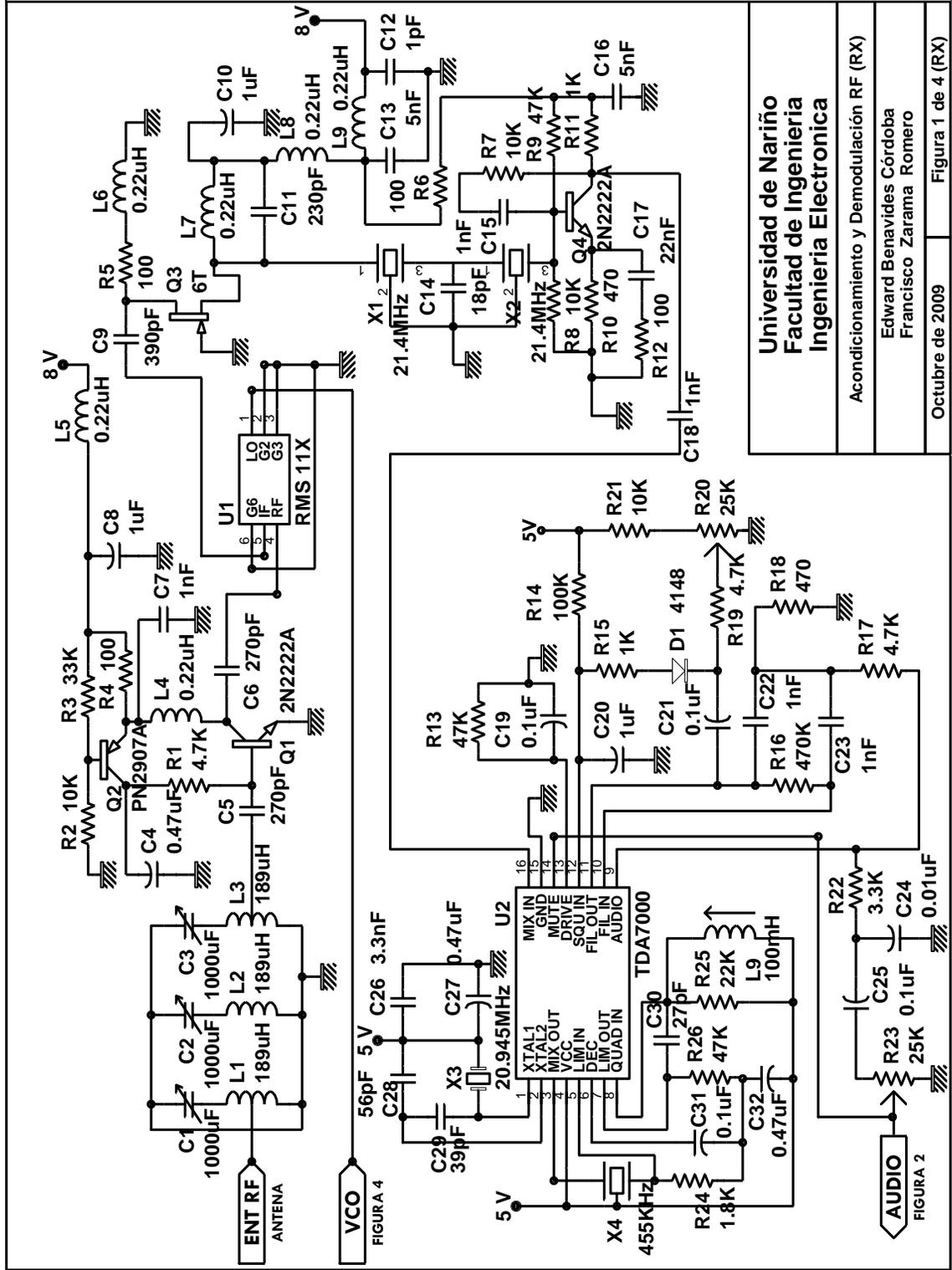
4.5 DEMODULADOR FM

La señal FI se aplica al circuito U2 TDA7000 de la compañía Philips; que tras un segundo proceso de mezcla, produce una segunda señal FI de 455 KHz a través del resonador X4 y hace la mayor parte de la amplificación; la demodulación se realiza utilizando un detector de cuadratura y la detección de portadora con su correspondiente función de acallamiento (SQUELCH); cuyo nivel se controla por medio del potenciómetro R24.

Tabla 6. Características de la demodulación. Potencia de entrada -30 dBm.

PARAMETRO	VALOR
Salida audio recuperado	200 mVrms
Perdida audio recuperado	-1,5 dB
Relación señal ruido	67 dB
Distorsión armónica total	0,6 %

Figura 66. Demodulador FM.



Universidad de Nariño
 Facultad de Ingeniería
 Ingeniería Electronica

Acondicionamiento y Demodulación RF (RX)

Edward Benavides Córdoba
 Francisco Zarama Romero

Octubre de 2009

Figura 1 de 4 (RX)

4.6 PREAMPLIFICADOR DE AUDIO

La información de audio frecuencia AF que entrega U2 por el pin 9 es amplificada por Q8, que es controlado por la señal de MUTE de U2 (pin 14) y que amplifica la señal con una ganancia teórica A de aproximadamente 4. (Ver figuras 68 y 69).

Figura 67. Preamplificador AF.

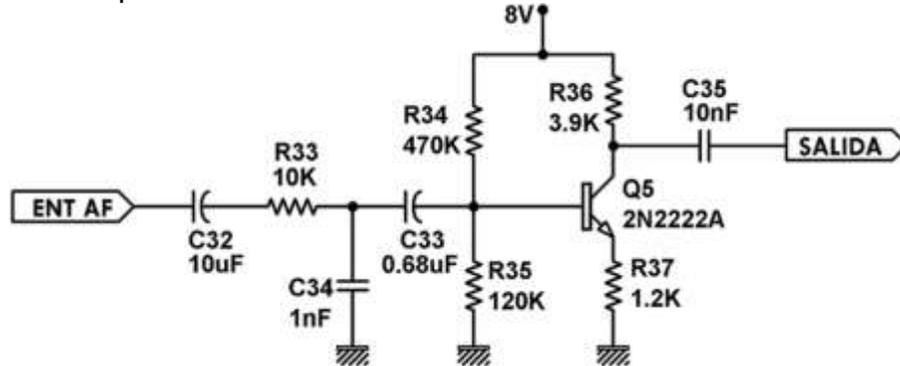


Figura 68. Señal de audio preamplificada.

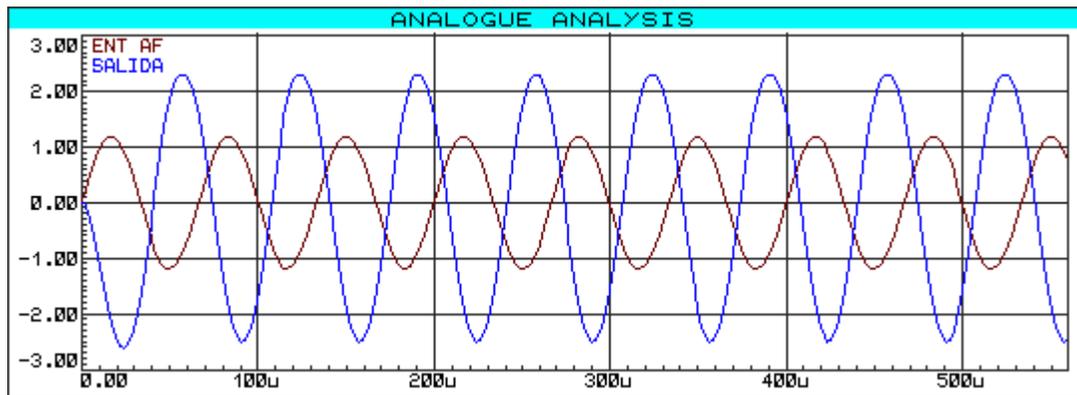
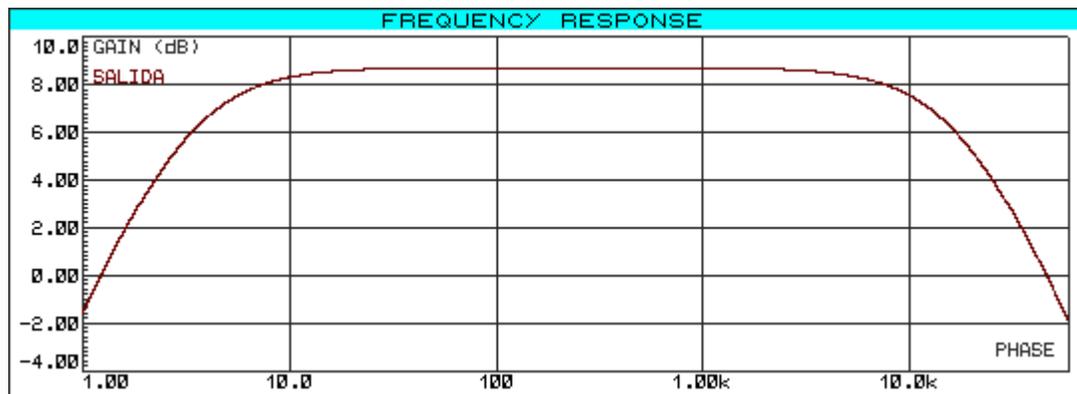


Figura 69. Respuesta en frecuencia preamplificador AF.



4.7 FILTRO PASA ALTAS DE AF

La señal demodulada se aplica a un filtro pasa altas activo con una frecuencia de corte FC de 100Hz elaborado con la etapa A del amplificador operacional U3, este filtro remueve el posible contenido de señales de baja frecuencia procedentes del circuito de generación de frecuencia. La figura 71 muestra el análisis en frecuencia del filtro activo pasa altas.

Figura 70. Filtro activo.

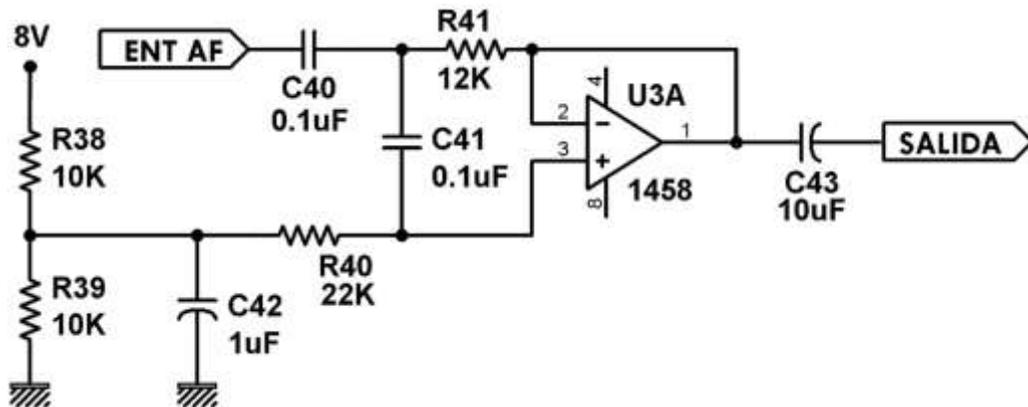
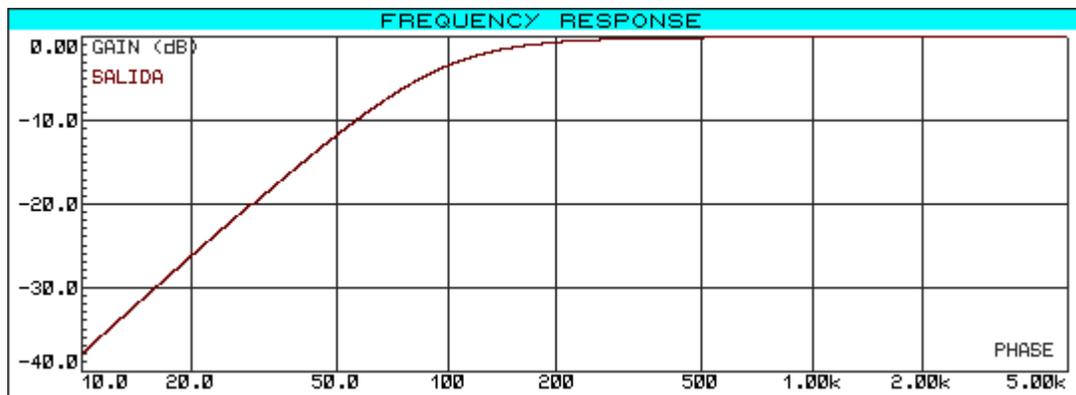


Figura 71. Respuesta en frecuencia filtro pasa altas de AF.



Los capacitores de entrada (C40 - C41) del mismo valor a 0,1µF y el capacitor de salida (C43) cien veces mayor es decir 10µF. Como la frecuencia de corte es 100Hz las resistencias se calculan usando las fórmulas:

$$R40 = \frac{1}{\sqrt{2} * \pi * C40 * FC}$$

$$R41 = \frac{1}{2 * \sqrt{2} * \pi * C40 * FC}$$

4.8 DEÉNFASIS DE AF

Se logra utilizando la etapa B del operacional U3, para esto se implementa un integrador con pérdidas o circuito pasa bajas de primer orden que tiene una ganancia variable A que depende de R36. La figura 73 muestra la atenuación de deénfasis del circuito con frecuencia de corte de 665 Hz. La ganancia introducida por el circuito de deénfasis se muestra en la figura 74.

Figura 72. Circuito de deénfasis.

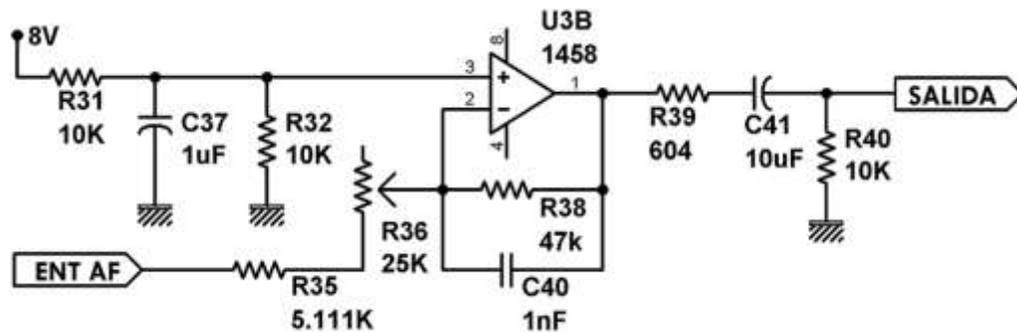


Figura 73. Respuesta en frecuencia circuito deénfasis.

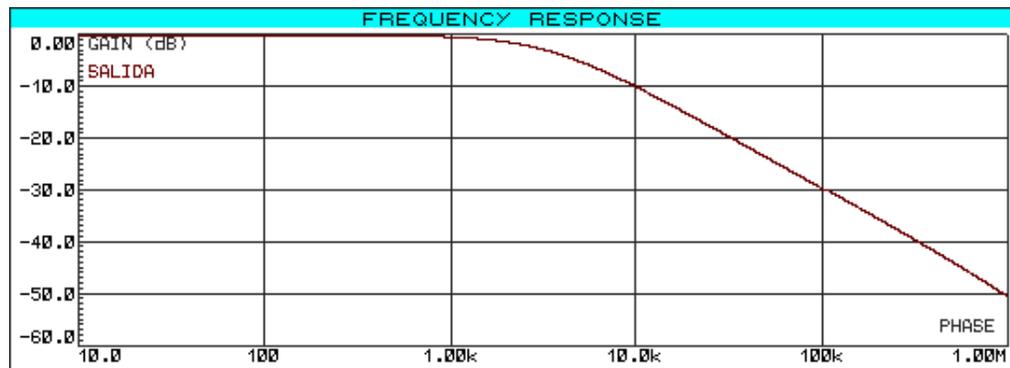
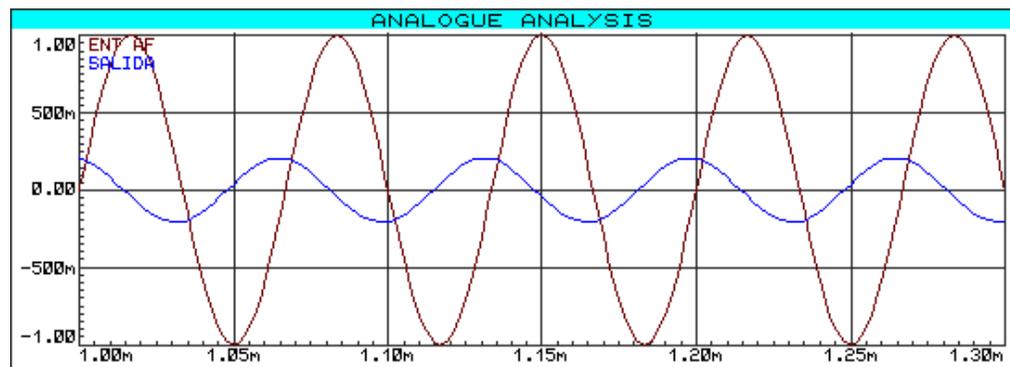


Figura 74. Ganancia de deénfasis de AF.



4.9 DECODIFICACIÓN ESTÉREO

Se utiliza el circuito integrado U4 LA3361 de la compañía Sanyo para proceder con la decodificación estéreo (ver tabla 7) y obtener finalmente los canales de audio por separado (L y R) usando un filtro pasa bajas por canal; tal como indica la figura 75.

Tabla 7. Características del decodificador estéreo.

PARÁMETRO	VALOR
Sensibilidad estéreo mín.	7 mV
Voltaje de entrada máx.	450 mV
Consumo de corriente	8,5 mA
Distorsión armónica total máx.	2 %

Figura 75. Filtro decodificador estéreo.

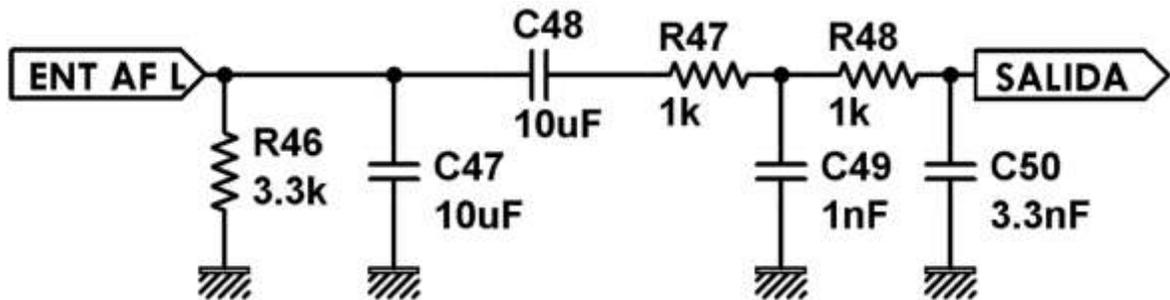
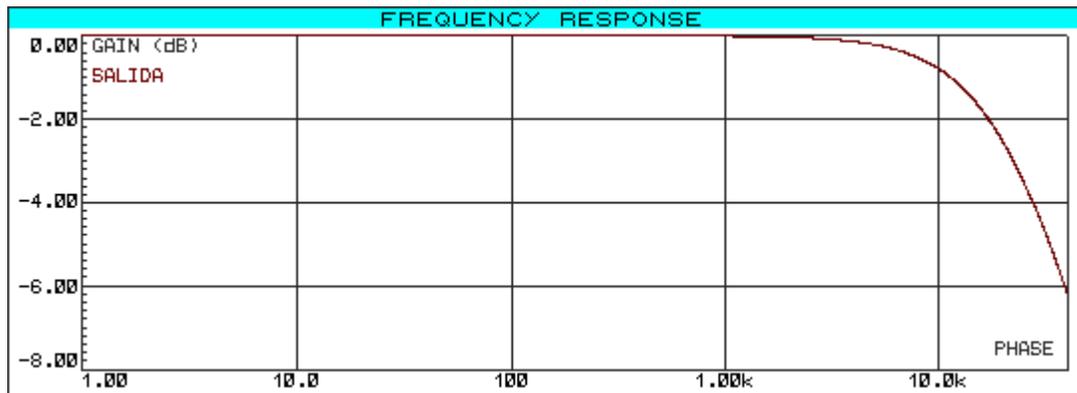


Figura 76. Respuesta en frecuencia filtro decodificador estéreo.

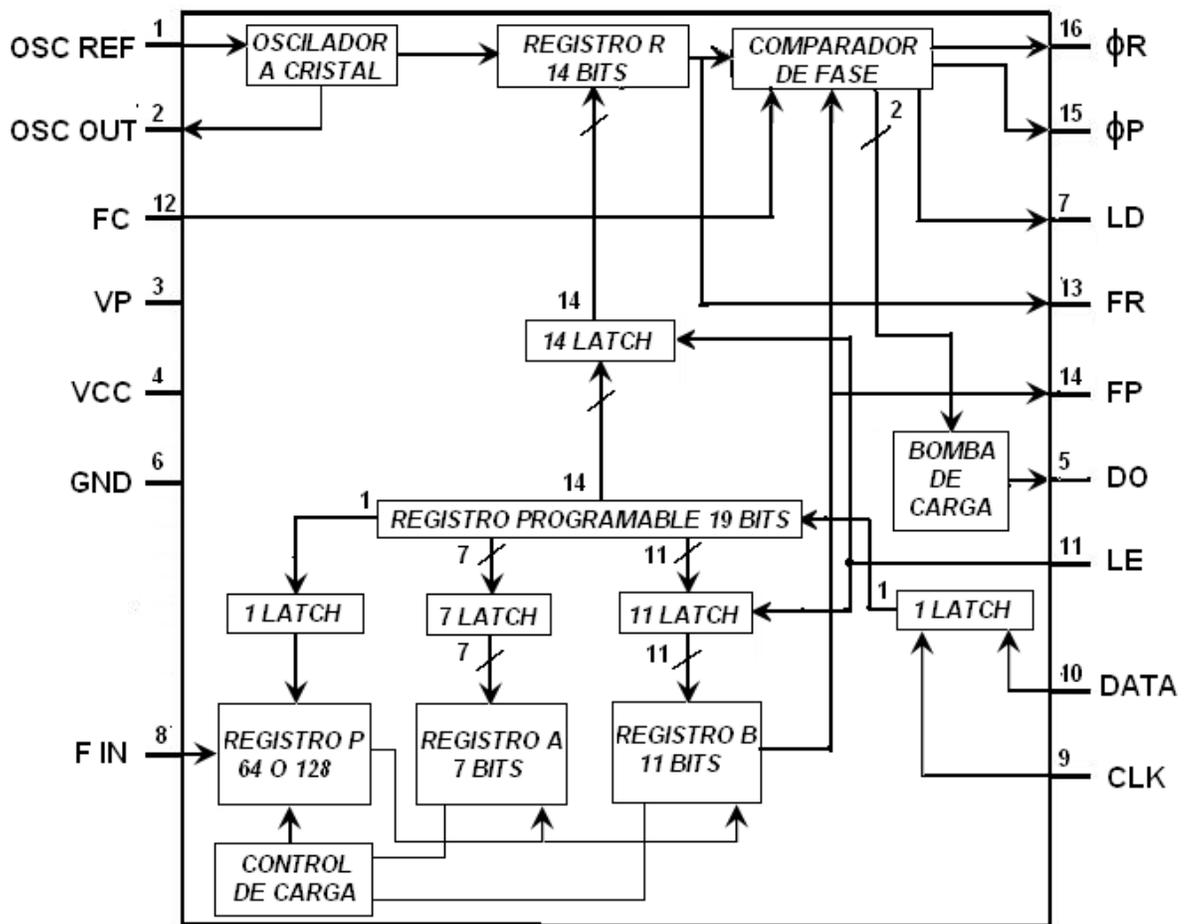


4.10 SINTETIZADOR DE FRECUENCIAS

El sintetizador de frecuencia LMX1501A U5 de la compañía National Semiconductor (ver figura 78) posee un registro programable de 19 bits, dos contadores (R y N) y un preescaler P integrado.

La programación del registro se logra usando el microcontrolador PIC16F628A de la compañía Microchip; que por medio de los pines RA0, RA1 y RA2 se conecta respectivamente con los pines CLOCK, DATA y LE del sintetizador.

Figura 78. Diagrama de bloques del sintetizador.



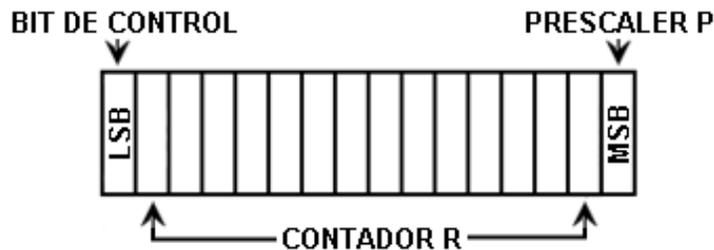
Los datos se transfieren del microcontrolador al sintetizador empezando por el dato más significativo MSB y el último en llegar se conoce como bit de control.

Cuando el bit de control es un 1 los datos se transfieren desde el registro hasta el contador R y el preescaler P. Si el bit de control es un 0 los datos se transfieren al contador N formado por A y B.

El contador R tiene 14 bits y es el divisor programable de la frecuencia de referencia OSC REF. Este divisor varía entre 3 y 16383, mientras que el preescaler P tiene un bit y se usa para dividir la frecuencia de entrada F IN entre 64 (1) o 128 (0). Los contadores A, B, R y el preescaler P se muestran en las figuras 79 y 80.

Puesto que el ancho de banda por canal es de 50 KHz en la transmisión de FM estéreo; el contador R se carga con el número en binario 256 para dividir la frecuencia de referencia de 12,8 MHz presente en OSC REF y obtener FR; así esta señal se aplica a la primera entrada del comparador de fase. Por otro lado el preescaler P se carga con el número binario 1 de manera que la frecuencia del primer canal de entrada F IN de 128,6 MHz se divide inicialmente entre 50 KHz para obtener el valor del registro N en 2572. A continuación se divide N entre 64; que es el valor del preescaler P, para obtener el valor del registro B en aproximadamente 40 y el valor del registro A se calcula como diferencia entre 2572 y P*B obteniendo el número 12. Estos son los valores que se deben cargar en el sintetizador para que el VCO maneje una frecuencia de 128,6 MHz.

Figura 79. Contador R y preescaler P.



El contador N está formado por dos contadores conocidos como A y B. El contador A tiene 7 bits y varía entre 0 y 127, el contador B tiene 11 bits y varía entre 3 y 2047. En conjunto estos contadores forman el divisor programable de frecuencia de entrada F IN que proviene del VCO (PRE) después de haber sido dividida por el preescaler P y obtener FP, por tal razón una vez mas esta señal aquí producida se aplica a la segunda entrada del comparador de fase.

Figura 80. Contador A y B.

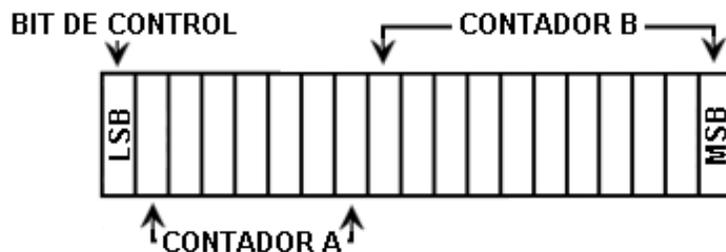
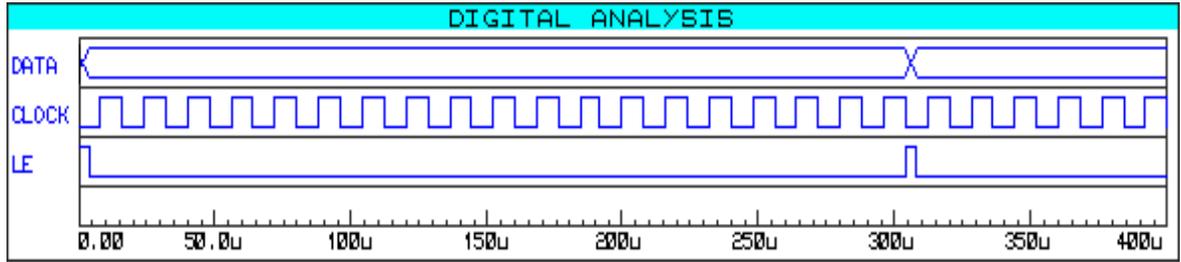


Figura 81. Tiempos de programación para el sintetizador LMX1501A.



Los datos (DATA) se almacenan en el registro usando el flanco ascendente de la señal de reloj (CLOCK) siempre y cuando la señal de carga (LE) este en bajo.

El comparador de fase produce dos señales de error OP y OR debido a la diferencia de frecuencia entre FR y FP, las cuales internamente se aplican a la bomba de carga integrada del sintetizador que produce la señal de control DO por el pin 5 y que a través de un filtro de tercer orden o integrador C63 a C65 con R62 a R63 produce el voltaje de control del VCO CTRL. (Ver figura 82).

Figura 82. Filtro de tercer orden.

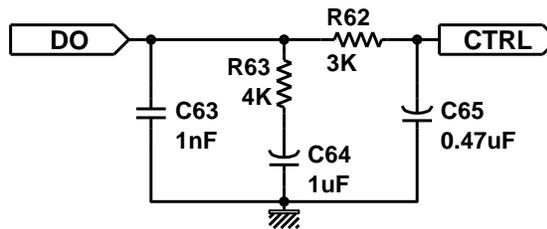
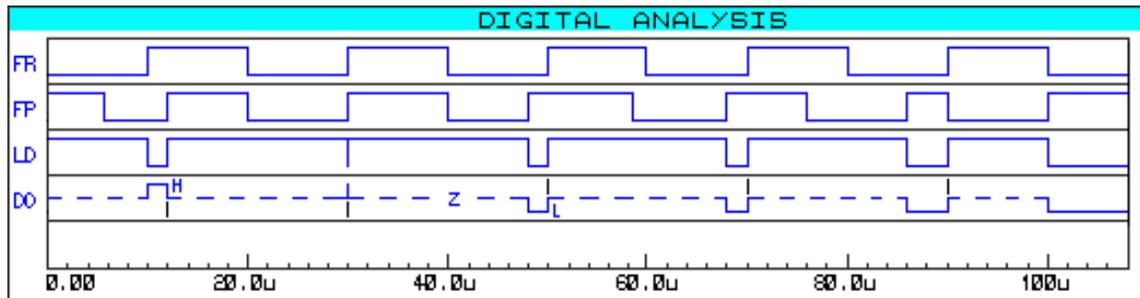
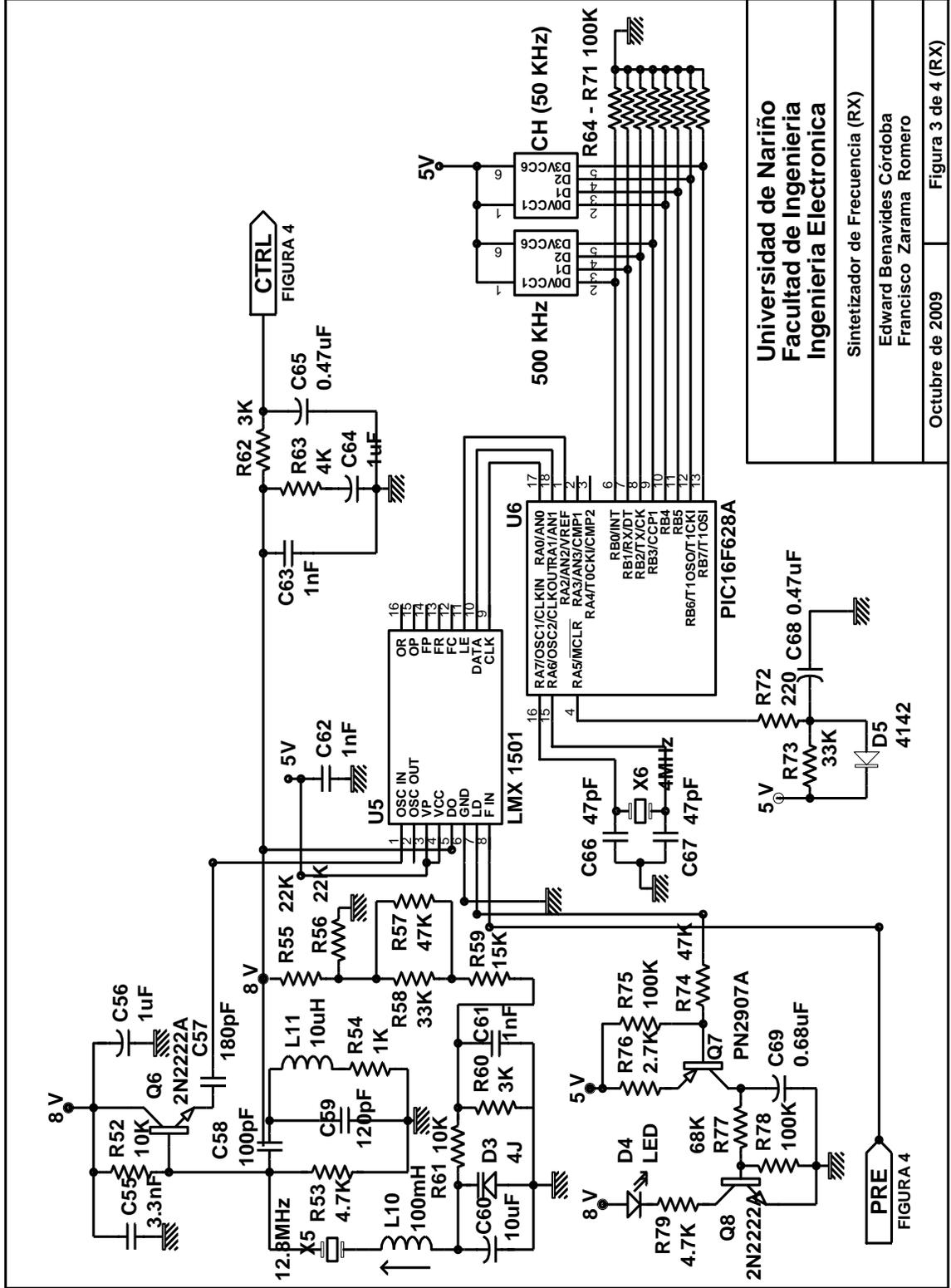


Figura 83. Comportamiento de la señal DO y LD según FR y FP.



Como se puede observar en la figura 83 la señal FR siempre es constante, mientras que FP cambia según la frecuencia del VCO. Cuando FR y FP están en fase; es decir coinciden sus flancos ascendentes LD produce un nivel alto; de lo contrario se produce intermitencia. En forma similar DO está en alta impedancia cuando las señales comparadas están en fase; si FP está en atraso DO produce un nivel alto de lo contrario un nivel bajo.

Figura 84. Sintetizador de frecuencia (Receptor).

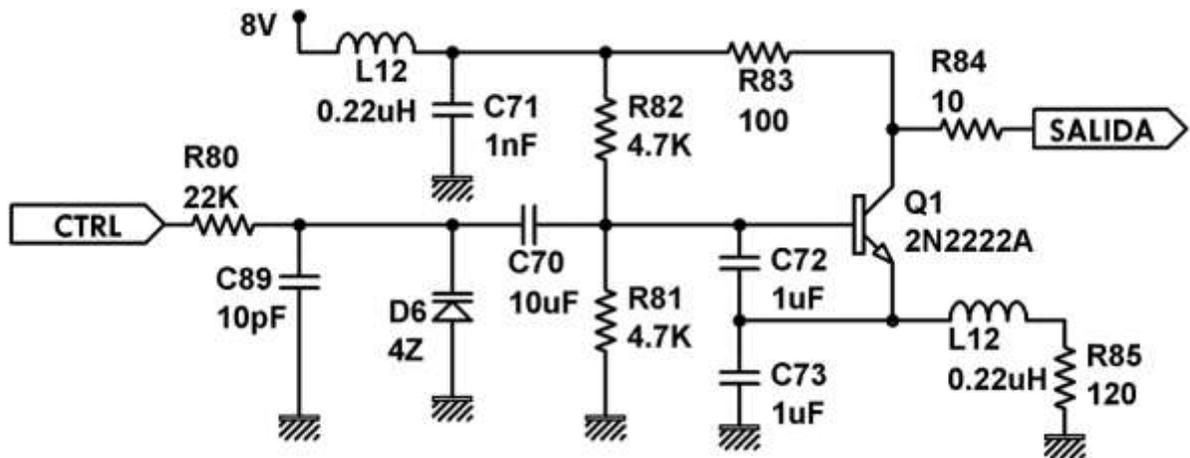


<p>Universidad de Nariño Facultad de Ingeniería Ingeniería Electronica</p>
<p>Sintetizador de Frecuencia (RX)</p>
<p>Edward Benavides Córdoba Francisco Zarama Romero</p>
<p>Octubre de 2009</p>
<p>Figura 3 de 4 (RX)</p>

4.11 OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE VCO

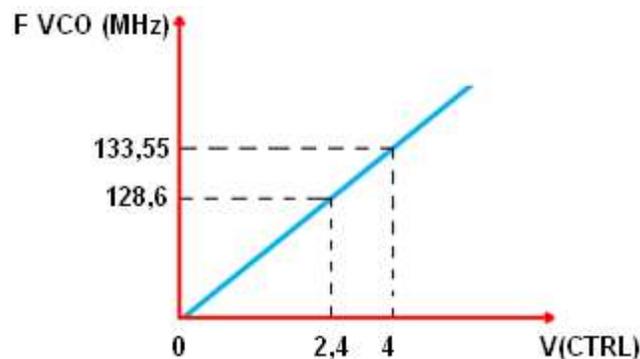
El circuito usado para la generación de frecuencia está basado en un oscilador Colpitts; muy utilizado en generadores de frecuencia de alta calidad principalmente para obtener frecuencias superiores a 1 MHz. Este oscilador se utiliza ampliamente para bandas de VHF (Very High Frequency) frecuencias que van de 30 a 300 MHz y su diagrama se muestra en la figura 85.

Figura 85. Oscilador Colpitts.



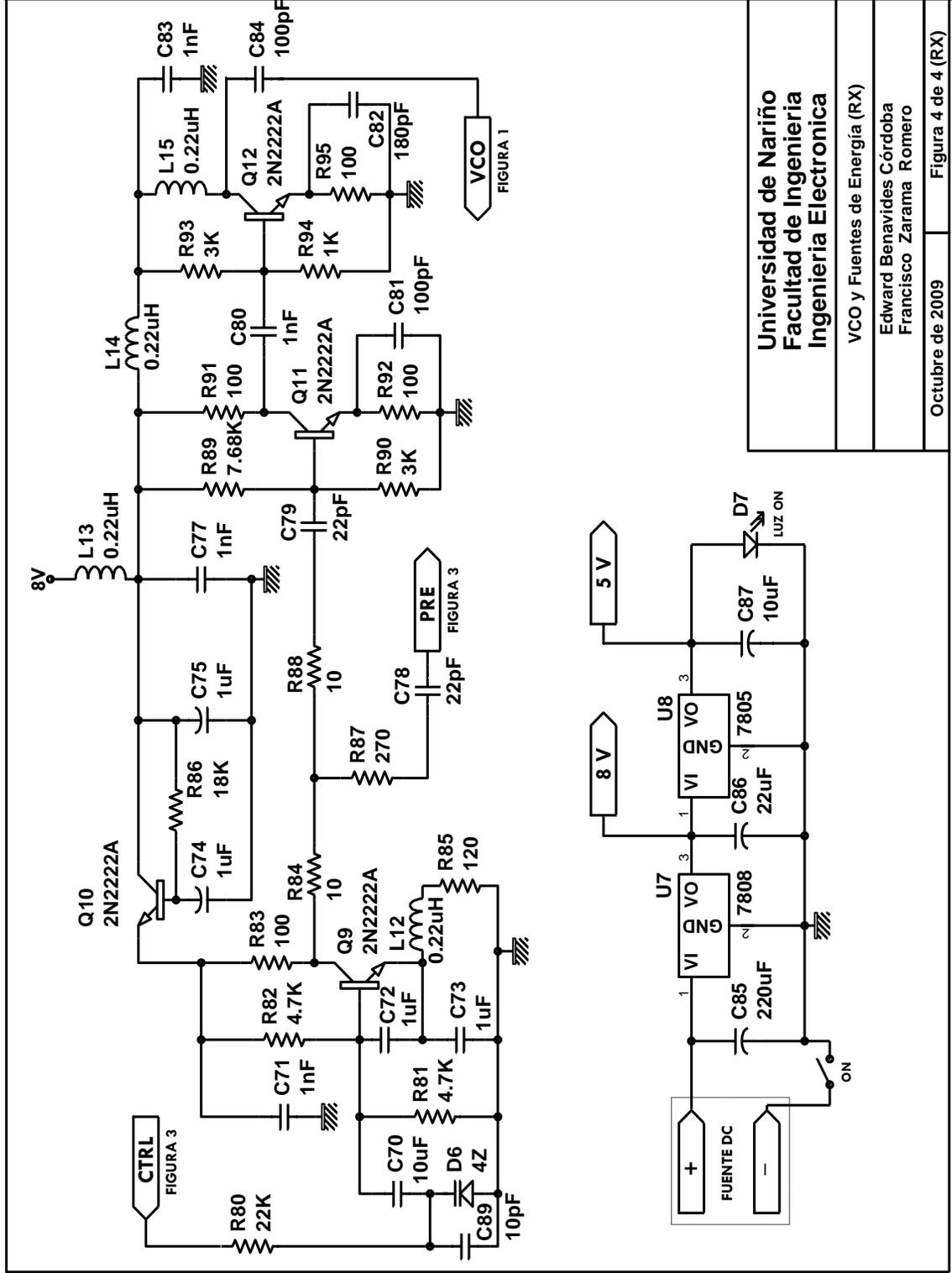
Para lograr la oscilación este circuito usa un divisor de tensión formado por dos capacitores. De la unión de estos capacitores sale una conexión a tierra. De esta manera, las tensiones en los terminales opuestos de los capacitores tendrán tensiones opuestas y el circuito oscila. La frecuencia de oscilación del circuito se determina por medio de un voltaje de control (CTRL) en el intervalo de frecuencias establecidas, tal como se muestra en la figura 86.

Figura 86. Relación entre la frecuencia del VCO y la señal de control.



La fuente está regulada para suplir el sistema receptor con voltajes continuos de 8 y 5 voltios tal como se puede apreciar en la figura 87 que contiene el diagrama eléctrico del VCO y las fuentes de poder.

Figura 87. VCO y Fuentes de Energía (Receptor).



Universidad de Nariño
Facultad de Ingeniería
Ingeniería Electrónica

VCO y Fuentes de Energía (RX)

Edward Benavides Córdoba
Francisco Zarama Romero

Octubre de 2009

Figura 4 de 4 (RX)

5 IMPLEMENTACIÓN Y CONFIGURACIÓN

5.1 IMPLEMENTACIÓN Y CONFIGURACIÓN DEL TRANSMISOR

El transmisor se energiza con un voltaje de 12 VDC y una corriente de 1 amperio; la entrada para el regulador de voltaje se encuentra en la parte posterior junto al interruptor que enciende o apaga el equipo. Cuando el transmisor es energizado el LED rojo (PW) ubicado a la izquierda de la pantalla LCD se enciende.

En la parte frontal se sitúan dos botones; el primero controla el comienzo y el fin de la transmisión, el LED verde (TX) ubicado a la derecha de la pantalla LCD se enciende durante el proceso de enlace y se apaga si este termina. El segundo botón enciende o apaga la luz de fondo (Back Light) de la pantalla LCD.

Por la línea superior de la pantalla de cristal líquido (ver figura 88) se desliza el texto “RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO”; en la línea inferior 9 caracteres en la zona izquierda indican la frecuencia central de enlace y 2 caracteres en la zona derecha configuran el texto TX indicando que el equipo está transmitiendo.

Figura 88. Pantalla LCD.



La placa de doble única P1 contiene el circuito impreso y los elementos implicados en el control del panel frontal (ver figuras 90 y 91 además del anexos C y D).

Por medio de un bus de 9 hilos se reciben los 8 bits con la información de la frecuencia de enlace y se envía la señal de habilitación de transmisión. Esta placa tiene un tamaño de 11 cm X 5 cm.

Las entradas para los dos plugs con los canales de sonido izquierdo y derecho se encuentran ubicados al lado derecho del equipo.

La placa de doble faz P2 contiene el impreso y todos los elementos utilizados en la generación y estabilización de la transmisión (ver figuras 92 y 93 además de los anexos A y B). Este sistema se compone mayoritariamente de componentes de montaje superficial con la finalidad de obtener un equipo liviano, de menor tamaño y mejor calidad en la transmisión.

Figura 89. Equipo transmisor de radio enlace portable. Vistas frontal y posterior.

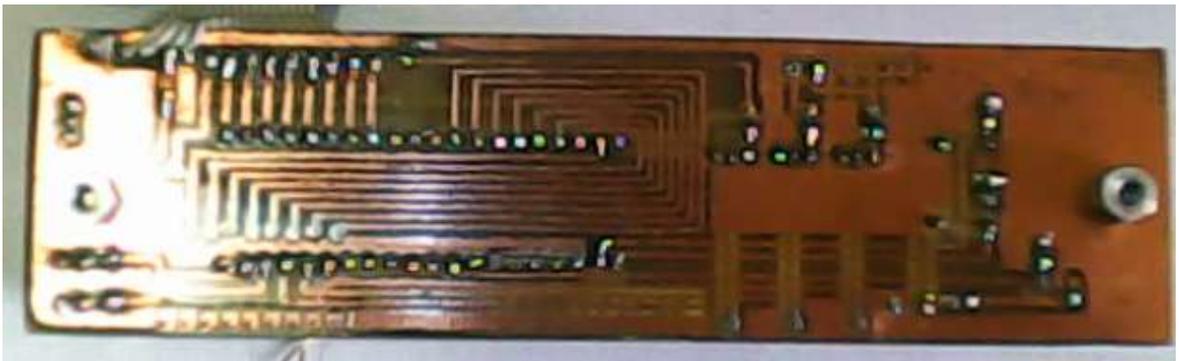


El transmisor tiene 25 cm de largo, 14 cm de ancho y una altura de 4,5 cm.

Figura 90. Vista superior de la placa P1.



Figura 91. Vista inferior de la placa P1.



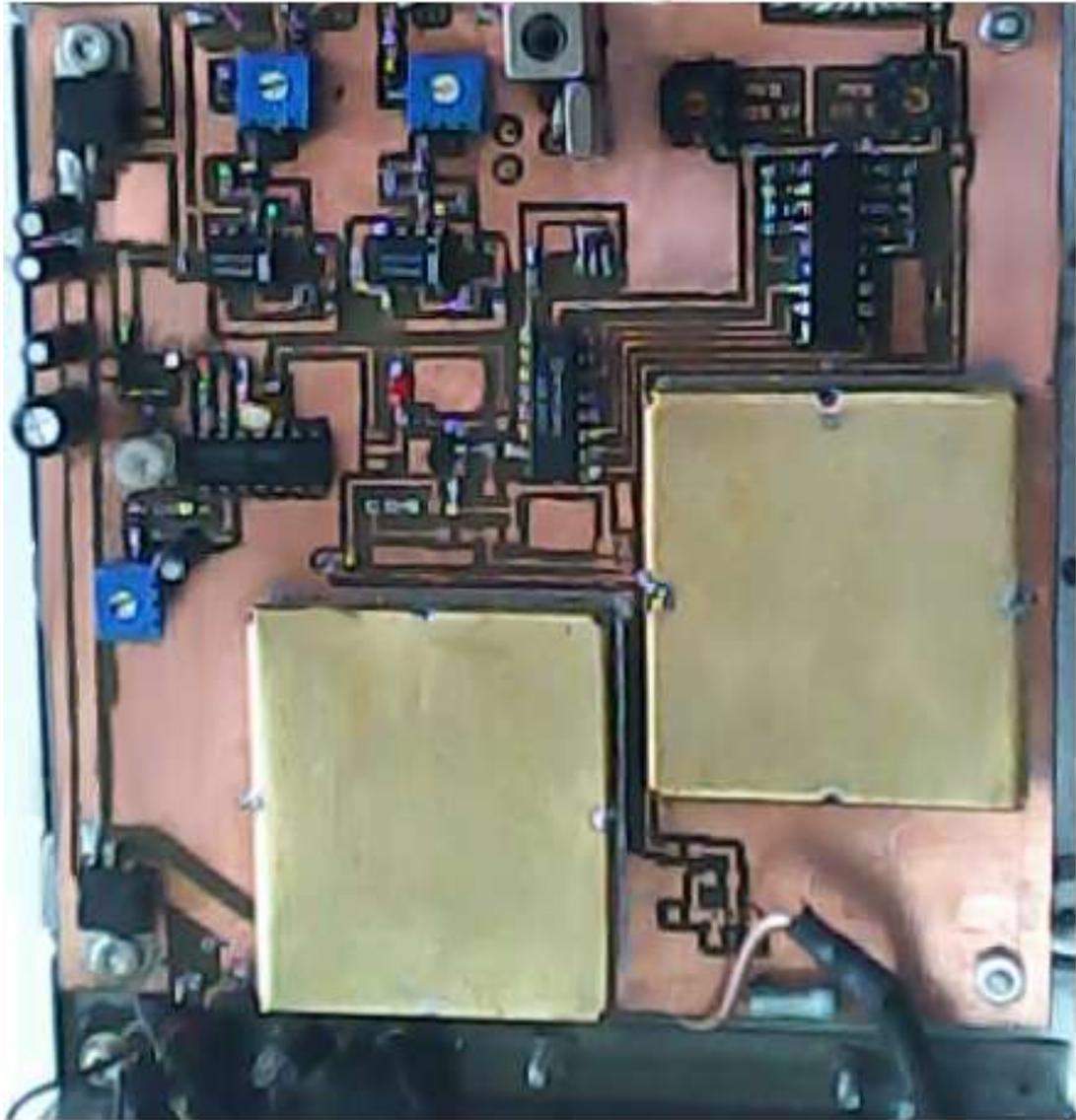
Con el fin de proteger los circuitos de modulación y de preescaler contra frecuencias externas se los sella en una caja de cobre, de igual forma los circuitos de pre amplificación, amplificación y filtrado se sellan en otra caja de iguales características.

Las cajas tiene un tamaño de 5 cm de ancho, 4.5 cm de largo y una altura de 1 cm, la pared superior se forma con una tapa de cobre soldada y la pared inferior con la faz inferior de la placa.

La frecuencia central de la onda modulada en frecuencia se establece por medio de los selectores rotatorios S1 (X 50 KHz) y S2 (X 500 KHz). La frecuencia mínima de enlace es de 150 MHz y la máxima de 155 MHz, el selector S1 produce una variación de frecuencia de transmisión en intervalos de 50 KHz, S2 produce una variación de frecuencia en intervalos de 500 KHz.

La señal modulada se envía a través de un cable coaxial calibre RG6 a la antena omnidireccional de $\frac{1}{4}$ de onda que está ubicada en la parte posterior derecha del equipo.

Figura 92. Vista superior de la placa P2.



Para calibrar la frecuencia de transmisión se utiliza la ecuación:

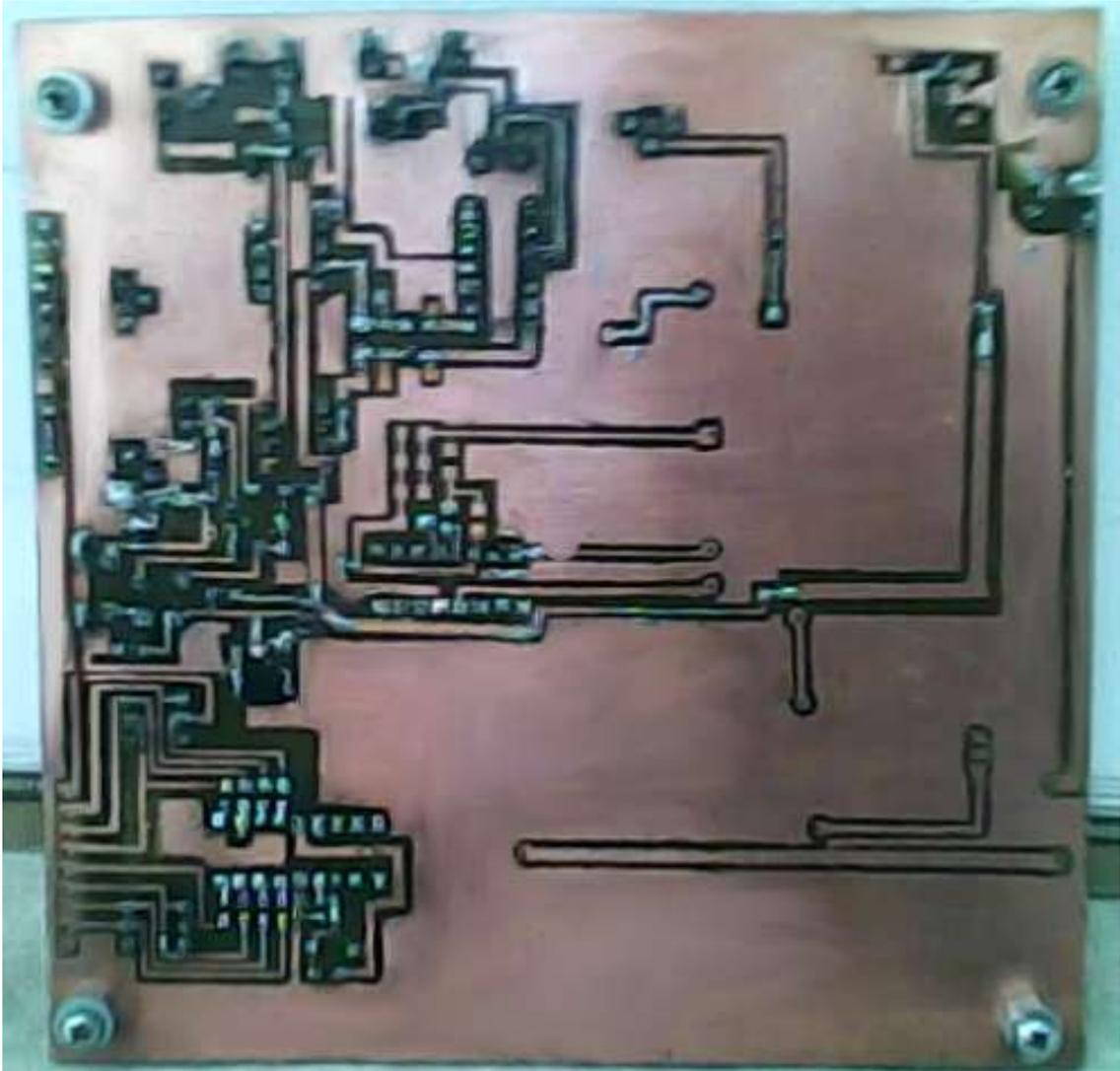
$$f_{TX}(MHz) = (150 MHz) + (P_{S1} \times 50 KHz) + (P_{S2} \times 500 KHz)$$

Donde P_{S1} y P_{S2} son las posiciones de los selectores rotatorios S1 y S2. Por ejemplo para establecer una frecuencia de 152,55 MHz se posiciona el selector S1 en la posición 1 y el selector S2 en la posición 5.

$$f_{TX}(MHz) = (150 MHz) + (1 \times 50 KHz) + (5 \times 500 KHz)$$

$$f_{TX}(MHz) = 150 MHz + 50 KHz + 2,5 MHz = 152,55 MHz$$

Figura 93. Vista inferior de la placa P2.



5.2 IMPLEMENTACIÓN Y CONFIGURACIÓN DEL RECEPTOR

El receptor se energiza con un voltaje de 12 VDC provenientes de un regulador de voltaje AC/DC, la entrada para la fuente de potencia (DC IN) se encuentra en la parte posterior junto al interruptor (SWITCH) que enciende o apaga el equipo receptor.

Las tres señales visuales ubicadas en la parte frontal del receptor indican:

LED ROJO (PW): el equipo receptor está encendido y por lo tanto todos los circuitos se encuentran activos.

LED AZUL (LP): el oscilador local del equipo se encuentra desenganchado, es decir, existe atraso o adelanto en fase y/o su frecuencia de oscilación es mayor o menor en relación a la frecuencia de recepción programada.

LED VERDE (ST): este LED se enciende solo cuando la señal de audio recibida es estéreo; en el caso de que la señal recibida sea monoaural este LED no se activa.

La señal de frecuencia modulada se recibe a través de una antena omnidireccional de $\frac{1}{4}$ de onda de 49,3 cm que se conecta a la parte posterior derecha del equipo receptor.

En la parte posterior del equipo se encuentran también los plugs de salida con el audio recuperado (AUDIO L-R) y el conector macho coaxial para la antena de recepción (ANTENA).

La placa de haz única P3 contiene todos los elementos utilizados en la recuperación de la señal de audio, estabilización del oscilador local del receptor, compensación de temperatura y adecuación de los canales de sonido. (Ver figuras 95 y 96 además del anexo D).

En esta placa se utilizan mayoritariamente componentes de montaje superficial con la finalidad de obtener un equipo de menores dimensiones y mejor calidad en las señales recuperadas.

Todos los circuitos internos se encuentran protegidos del ruido electromagnético externo gracias a la carcasa de aluminio que los recubre.

Las dimensiones del equipo receptor de radio enlace son:

Largo: 25 cm, ancho: 14,5 cm y altura: 4,5 cm. (Ver figura 94)

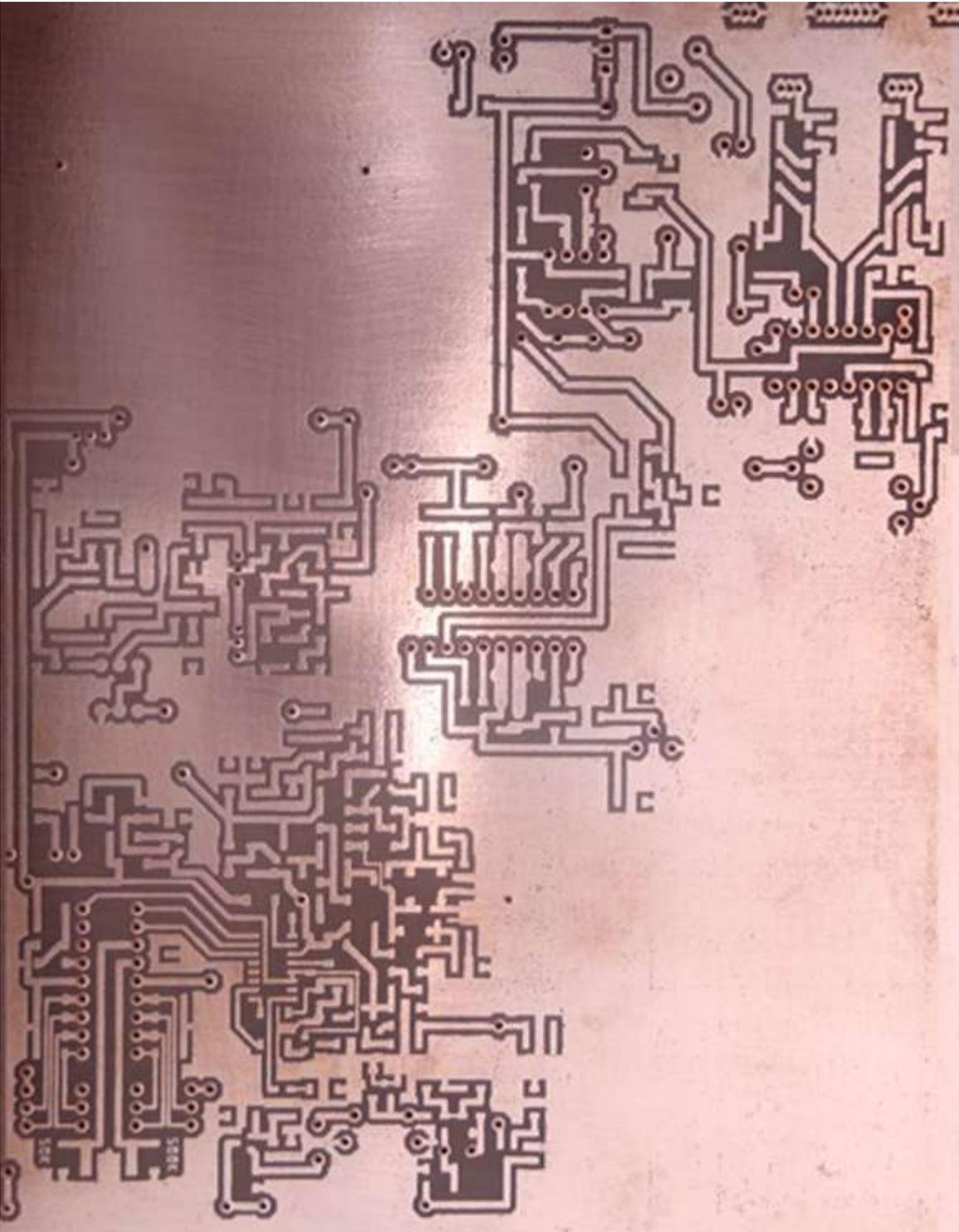
Figura 94. Equipo receptor de radio enlace. Vista frontal y posterior.



Figura 95. Vista superior de la placa P3.



Figura 96. Rutas impresas en la placa P3.



Como la frecuencia intermedia FI en el receptor es de 21,4 MHz; la frecuencia central del oscilador local en el receptor varía entre 128,6 y 133,6 MHz y se establece por medio de los selectores rotatorios S1 (X 50 KHz) y S2 (X 500 KHz).

S1 produce una variación de frecuencia de recepción en intervalos de 50 KHz y S2 produce una variación de frecuencia en intervalos de 500 KHz.

Para calibrar la frecuencia de recepción se utiliza la ecuación:

$$f_{RX}(MHz) = (128,6 MHz) + (P_{S1} \times 50 KHz) + (P_{S2} \times 500 KHz)$$

Donde P_{S1} y P_{S2} son las posiciones de los selectores rotatorios S1 y S2.

Por ejemplo para recibir una frecuencia de 152,6 MHz primero se le debe restar 21,4 MHz y obtener 131,2 MHz que es la frecuencia a programar en el receptor; para ello se posiciona el selector S1 en 2 (P_{S1}) y el selector S2 en 5 (P_{S2}) de esta forma se obtiene:

$$f_{RX}(MHz) = (128,6 MHz) + (2 \times 50 KHz) + (5 \times 500 KHz)$$

$$f_{RX}(MHz) = (128,6 MHz) + (0,1 MHz) + (2,5 MHz)$$

$$f_{RX}(MHz) = 131,2 MHz$$

6. ESTUDIO TOPOGRAFICO Y DE LA POTENCIA DE TRANSMISIÓN EN LA CIUDAD DE SAN JUAN DE PASTO

El estudio topográfico de la ciudad de Pasto se realizó con base al mapa de curvas de nivel de Pasto y a la división comunal de la ciudad, (ver anexos F y S), conjuntamente se utilizó el programa GOOGLE EARTH® para obtener los datos de distancia y altura sobre el nivel del mar involucrados en los cálculos de pérdidas en trayectoria por espacio libre (L_p) y porcentajes de liberación de la primera zona de Fresnel (%zF) entre el transmisor itinerante y el receptor fijo, logrando con esto una apreciación teórica de la potencia de transmisión requerida P_{TX} , estableciendo como condiciones de diseño que la frecuencia f de operación es 152 MHz y la sensibilidad del receptor P_{RX} es -50 dBm; lo cual cubre las variaciones debidas a las atenuaciones y ganancias tanto del transmisor como del receptor. Los mapas de la ciudad de Pasto y de las comunas con los datos de potencia y zonas obstaculizadas se trazaron por medio del programa AUTOCAD® 2007.

6.1 POTENCIA DE TRANSMISIÓN

La potencia de recepción se calcula mediante la fórmula:

$$P_{RX} = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} - L_{TXB} - L_{TXA} - L_p$$

Donde: P_{TX} = Potencia transmitida [dBm]
 G_{TX} = Ganancia en la antena transmisora
 G_{RX} = Ganancia en la antena receptora
 L_{TXA} = Pérdidas de potencia en las líneas y conectores del transmisor
 L_{TXB} = Pérdidas de potencia en las líneas y conectores del receptor
 L_p = Pérdidas en trayectoria por espacio libre

Por lo tanto la potencia de emisión se calcula con la ecuación:

$$P_{TX} = P_{RX} + L_{TXA} + L_{TXB} + L_p - G_{TX} - G_{RX}$$

6.1.1 Pérdidas en trayectoria por espacio libre L_p

Las pérdidas por dispersión se definen por la ecuación:

$$L_p = \left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{4\pi f D}{c}\right)^2$$

Expresado en decibeles

$$L_{p(db)} = 20 \log \frac{4\pi f D}{c} = 20 \log \frac{4\pi}{c} + 20 \log f + 20 \log D$$

Para frecuencias expresadas en MHz y distancias en km tenemos:

$$Lp_{(db)} = 32,4 + 20 \log f_{(MHz)} + 20 \log D_{(km)}$$

Siendo
 D = Distancia en kilómetros
 f = Frecuencia en megahertz
 λ = Longitud de onda
 c = Velocidad de la luz (3×10^8 metros por segundo)

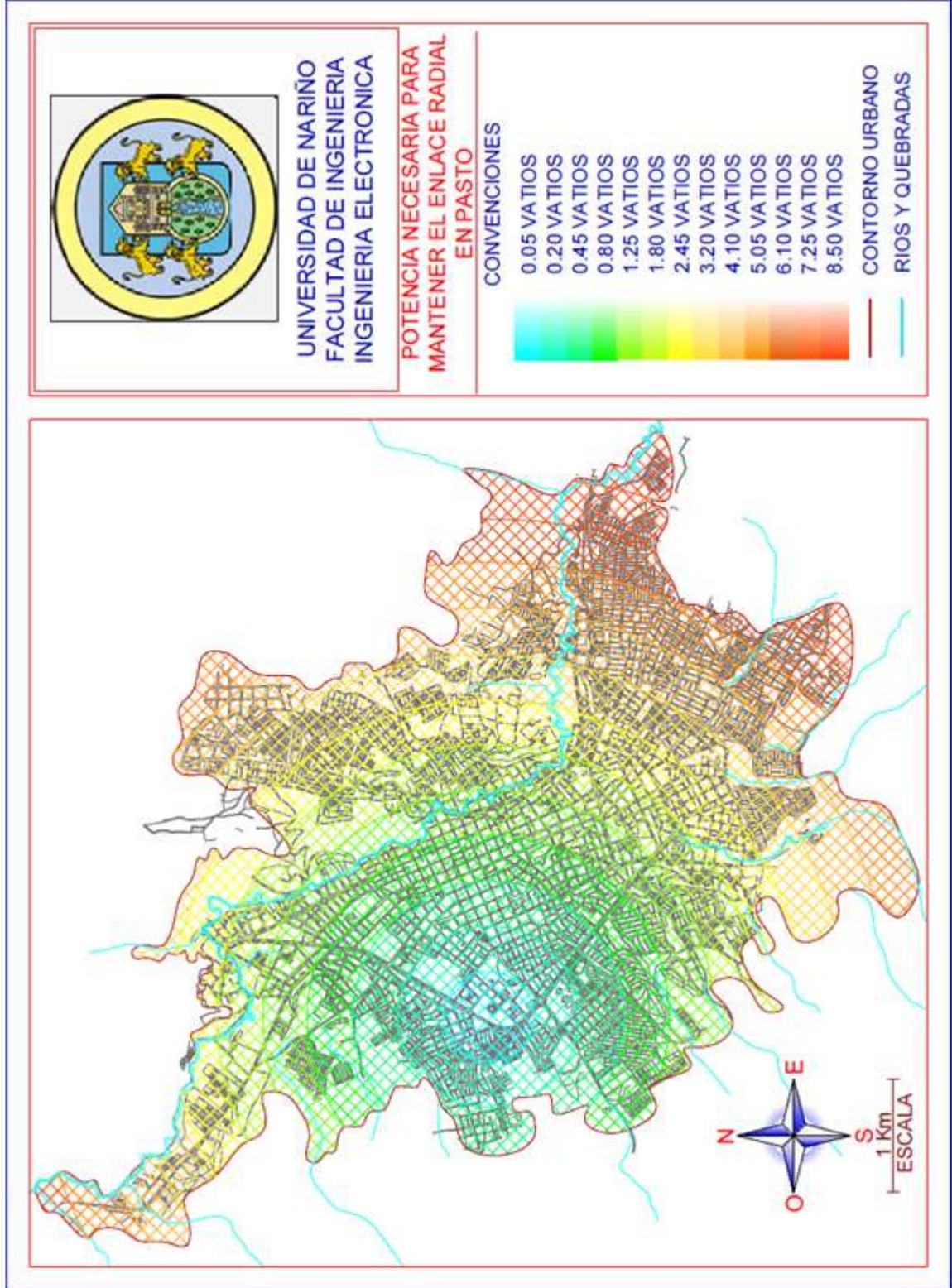
Los cálculos generales de las potencias de emisión y pérdidas en trayectoria se encuentran en la tabla 8, en el mapa de la figura 97 se grafica la distribución de las potencias requeridas para la emisión en la ciudad de Pasto, tomando como punto de recepción las instalaciones de la emisora RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO. Los cálculos de las potencias de emisión y pérdidas para cada barrio de la ciudad se encuentran en los anexos H a S organizados por comuna.

Tabla 8. Potencia necesaria para mantener el enlace radial.

Para valores $P_{RX} = -50 \text{ dbm}$, $G_{TX} = 1,1 \text{ db}$, $G_{RX} = 1 \text{ db}$, $L_{TXA} = L_{TXB} = 0,5 \text{ dbm}$

Distancia(km)	Lp(dB)	Ptx(dBm)	Ptx(vatios)
0,4	68,1280716	17,0280716	0,05044373
0,6	71,6498968	20,5498968	0,11349838
0,8	74,1486715	23,0486715	0,2017749
1	76,0868718	24,9868718	0,31527329
1,2	77,6704967	26,5704967	0,45399353
1,4	79,0094325	27,9094325	0,61793564
1,6	80,1692714	29,0692714	0,80709962
1,8	81,1923219	30,0923219	1,02148545
2	82,1074717	31,0074717	1,26109315
2,2	82,9353254	31,8353254	1,52592271
2,4	83,6910966	32,5910966	1,81597414
2,6	84,3863387	33,2863387	2,13124743
2,8	85,0300324	33,9300324	2,47174258
3	85,6292969	34,5292969	2,83745959
3,2	86,1898713	35,0898713	3,22839847
3,4	86,7164501	35,6164501	3,64455921
3,6	87,2129218	36,1129218	4,08594181
3,8	87,6825437	36,5825437	4,55254628
4	88,1280716	37,0280716	5,04437261
4,2	88,5518576	37,4518576	5,5614208
4,4	88,9559253	37,8559253	6,10369085
4,6	89,3420284	38,2420284	6,67118277
4,8	89,7116965	38,6116965	7,26389655

.Figura 97. Potencia requerida para mantener el enlace radial.



6.2 ANÁLISIS TOPOGRÁFICO DE PASTO (PORCENTAJE DE LIBERACIÓN)

Para determinar el porcentaje de liberación en la primera zona de Fresnel se evalúa el nivel de desvanecimiento de la señal debido a los obstáculos más relevantes que se interponen en la línea de vista entre los diferentes sectores de la ciudad y la VIPRI. El porcentaje liberación se calcula mediante las ecuaciones:

$$\%zF = h_0 \times \frac{100\%}{R_F}$$

$$R_F = 17.325 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{fD}}$$

R_F = Radio de Fresnel

d_1 = Distancia entre el emisor y el obstáculo

d_2 = Distancia entre el obstáculo y el receptor

D = Distancia entre el receptor y el emisor.

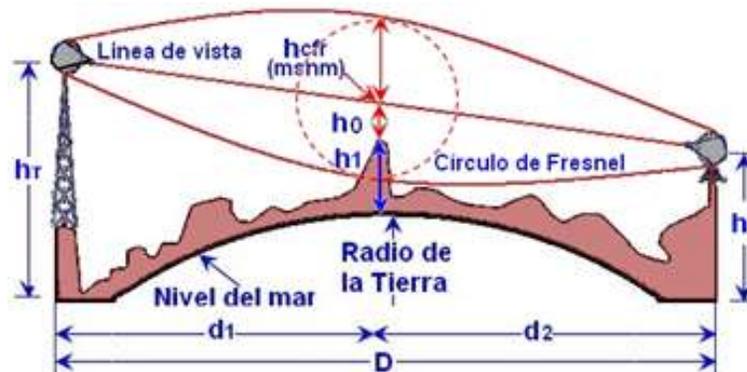
h_0 = Distancia entre el punto central del radio de Fresnel (h_{CF}) y el obstáculo.

h_t = Altura sobre el nivel del mar de la ubicación del transmisor.

h_1 = Altura del obstáculo.

h_{CFR} = Altura del centro del círculo de Fresnel sobre el nivel del mar.

Figura 98. Variables que intervienen en el cálculo del porcentaje de liberación.



Cuando el porcentaje de liberación de la primera zona de Fresnel es mayor o igual al 60% se asume que la señal se encuentra libre de obstáculos. Si está entre 0 y 60% el obstáculo no interfiere en la línea de vista pero causa pérdidas en la transmisión, si los valores son negativos no existe línea de vista.

La tabla 9 contiene los cálculos de los porcentajes de liberación para los obstáculos mas relevantes que interfieren en la transmisión y las zonas obstaculizadas en la ciudad de San Juan se Pasto.

En las figuras 99 a la 110 se grafican las potencia de transmisión requeridas y las zonas obstaculizadas para cada una de las doce comunas en que se divide Pasto; la grafica general con las potencias de transmisión requeridas para mantener el enlace y las zonas obstaculizadas en la ciudad se encuentra en la figura 111.

Tabla 9. Porcentajes de liberación en las zonas obstaculizadas de Pasto.

$P_{RX} = -50$ dBm, $G_{TX} = 1,1$ dB, $G_{RX} = 1$ dB, $L_{TXA} = L_{TXB} = 0,5$ dBm, $f = 152$ MHz.

UBICACIÓN TRANSMISOR	OBSTÁCULO	h1 (msnm)	ht (msnm)	d1 (m)	d2 (m)	h _{CRF} (msnm)	h ₀ (m)	Rf (m)	%zF
AMERICAS CON 17	IEM MARIA GORETI	2553	2542	170	1390	2549,0833	-3,9166	17,295	-22.64
SAN MIGUEL	LOS ABEDULES	2544	2511	410	1210	2535,2962	-8,7037	24,591	-35.39
MOLINOS NARIÑO		2544	2508	670	1210	2543,2819	-0,7180	29,181	-2.46
ATAHUALPA	LOS ALAMOS	2532	2520	390	980	2544,7664	12,766	23,471	54.39
PINAR DEL RIO	CAICEDONIA	2582	2579	380	4510	2581,1758	-0,8241	26,307	-3.13
ROSAL DE ORIENTE	BARRIO POPULAR	2599	2597	160	4950	2597,3131	-1,6868	17,494	-9.64
BASE MILITAR	LOMA BARRIO CAICEDO	2647	2626	1590	1340	2615,6894	-31,310	37,893	-82.62
POTRERILLO	RELIEVE EMILIO BOTERO	2571	2559	130	2860	2561,0869	-9,9130	15,670	-63.26
PARQUE CHAPALITO	NIVEL DEL SUELO	2580	2568	510	2920	2573,7988	-6,2011	29,280	-21.17
JARDINES DE LAS MERCEDES	LOMA BARRIO CAICEDO	2647	2601	530	1340	2602,7005	-44,299	27,385	-161.76
CAPILLA BARRIO GRANADA		2647	2631	672	1340	2622,9840	-24,015	29,728	-80.78
UDENAR CANCHA A	LOMA ALTOS DE LA COLINA	2564	2485	350	1720	2505,6280	-58,372	23,964	-243.57
UDENAR BLOQUE ADMISTRATIVO		2564	2483	290	1720	2500,8905	-63,109	22,136	-285.08
U. COOPERATIVA		2521	2489	200	1680	2501,5531	-19,446	18,786	-103.51
BARRIO LA RIVERA	CONVENTO MARIDIAZ	2522	2510	230	1430	2523,4397	1,43975	19,780	7.27
BALCONES DEL ESTE	ACUEDUCTO	2562	2525	700	2500	2542,9375	-19,062	32,862	-58.00
VILLA RECREO		2562	2540	590	2500	2552,7928	-9,2071	30,702	-29.98
PUCALPA II	PUCALPA I	2531	2522	160	3260	2525,9766	-5,0233	17,354	-28.94

Figura 99. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 1.

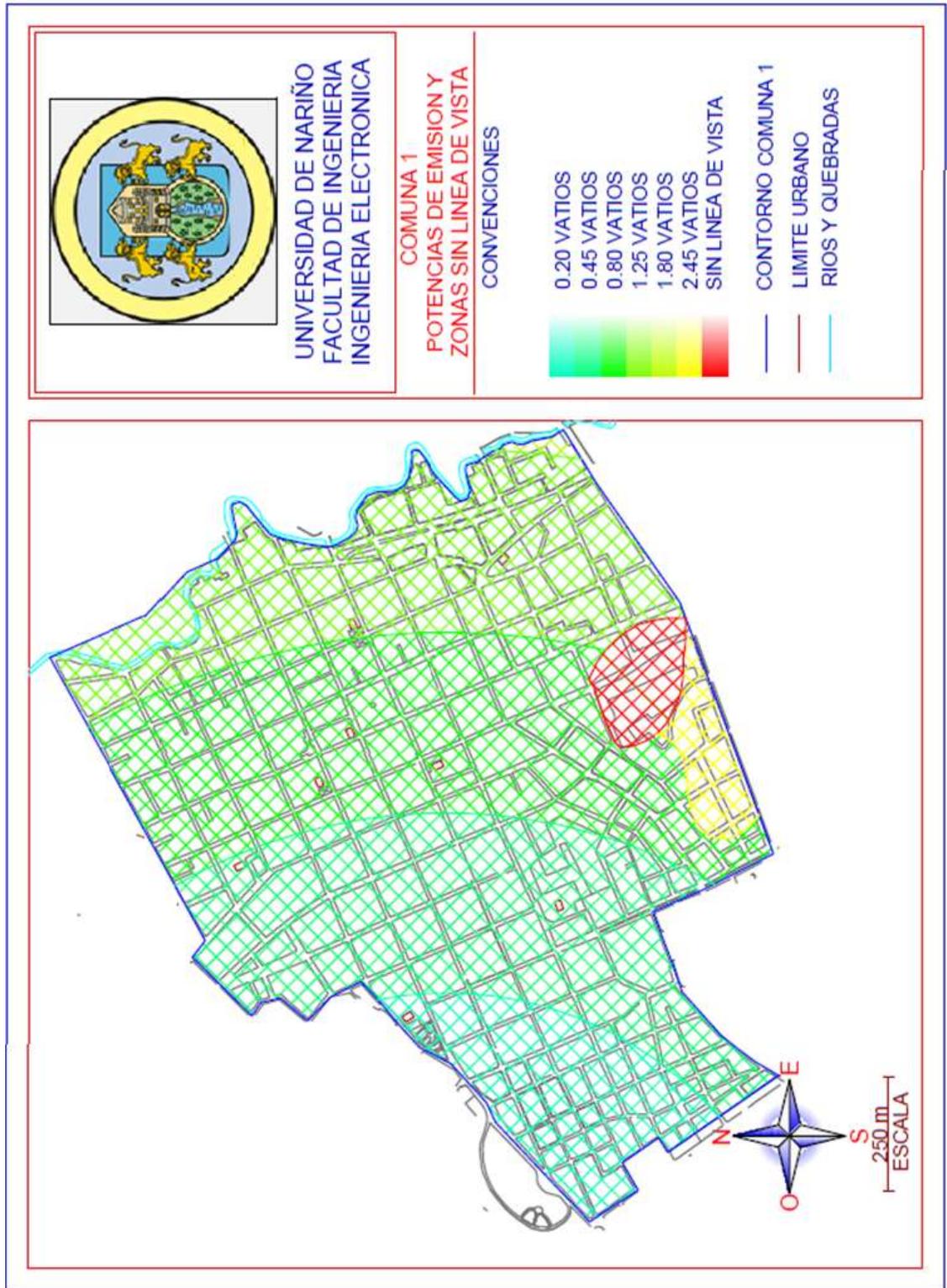


Figura 100. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 2.

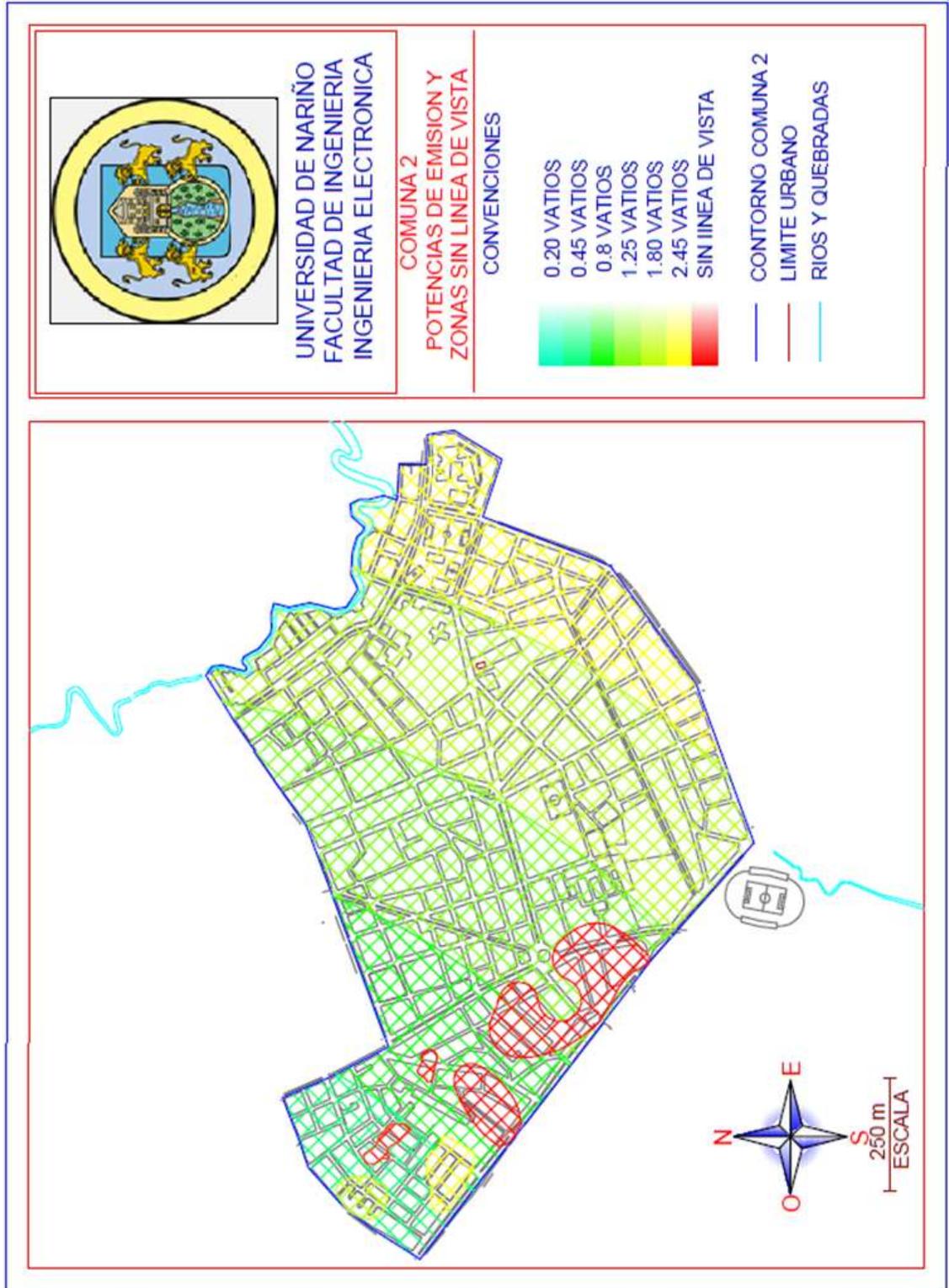


Figura 101. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 3.

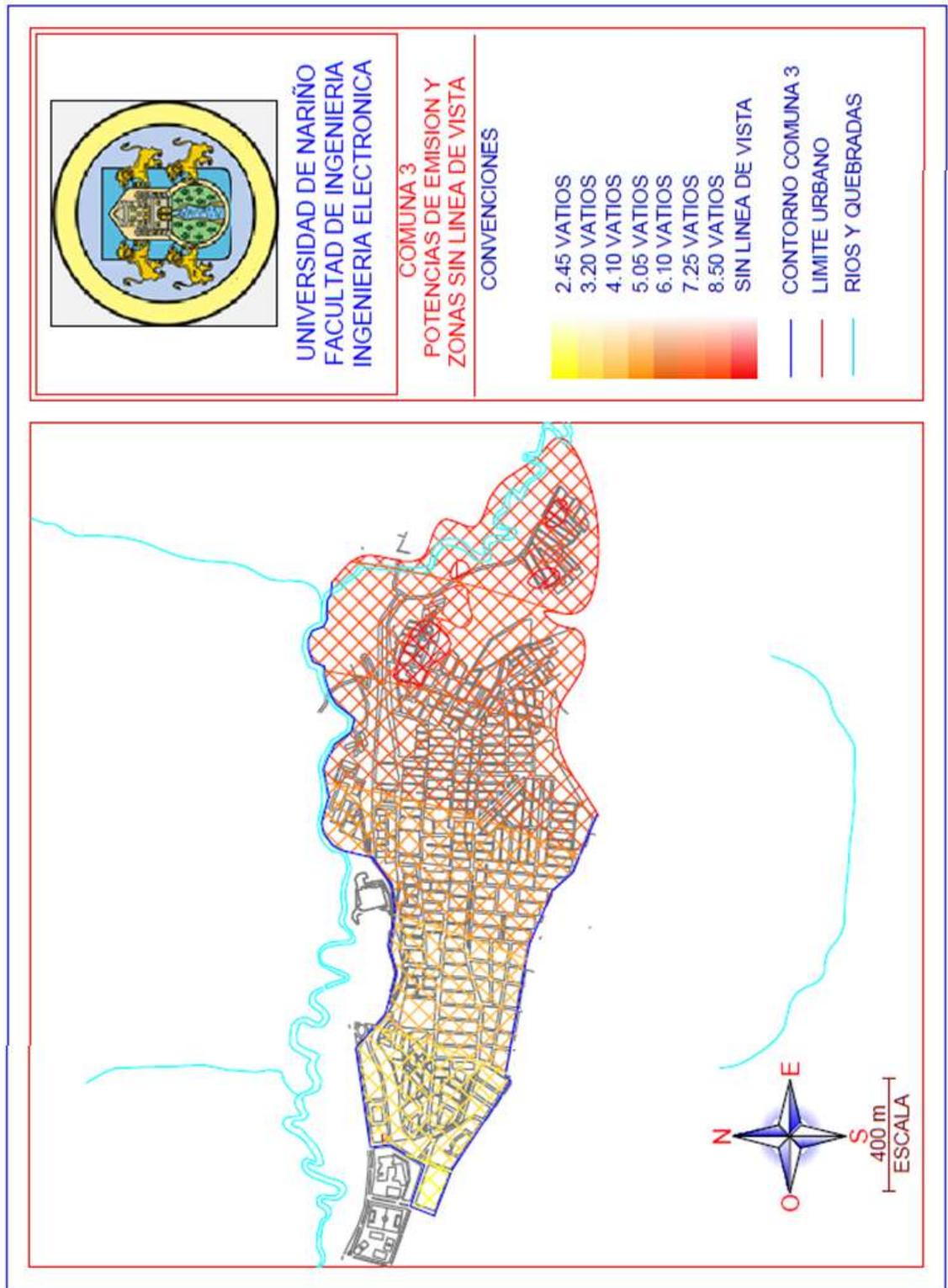


Figura 102. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 4.

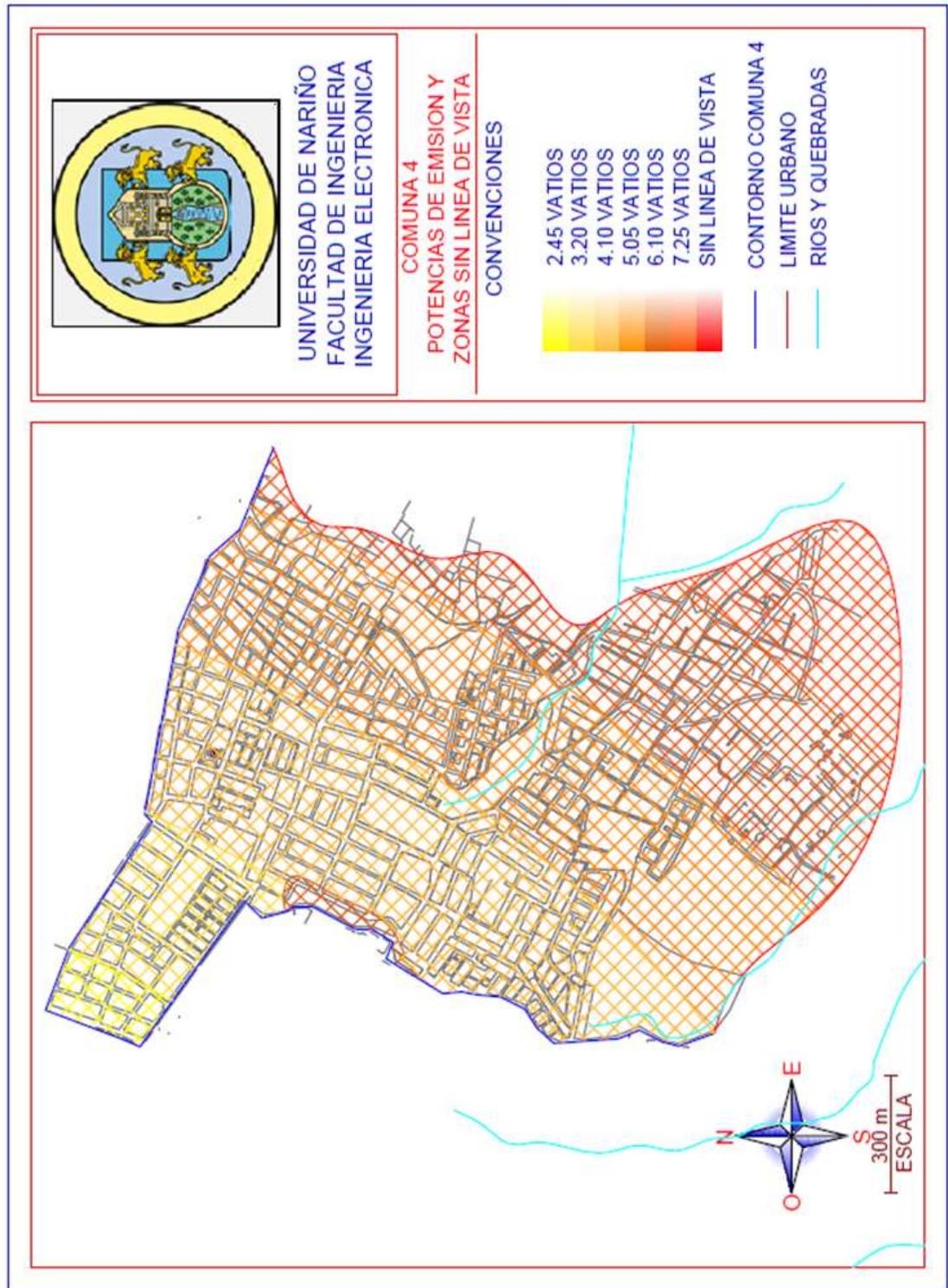


Figura 103. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 5.

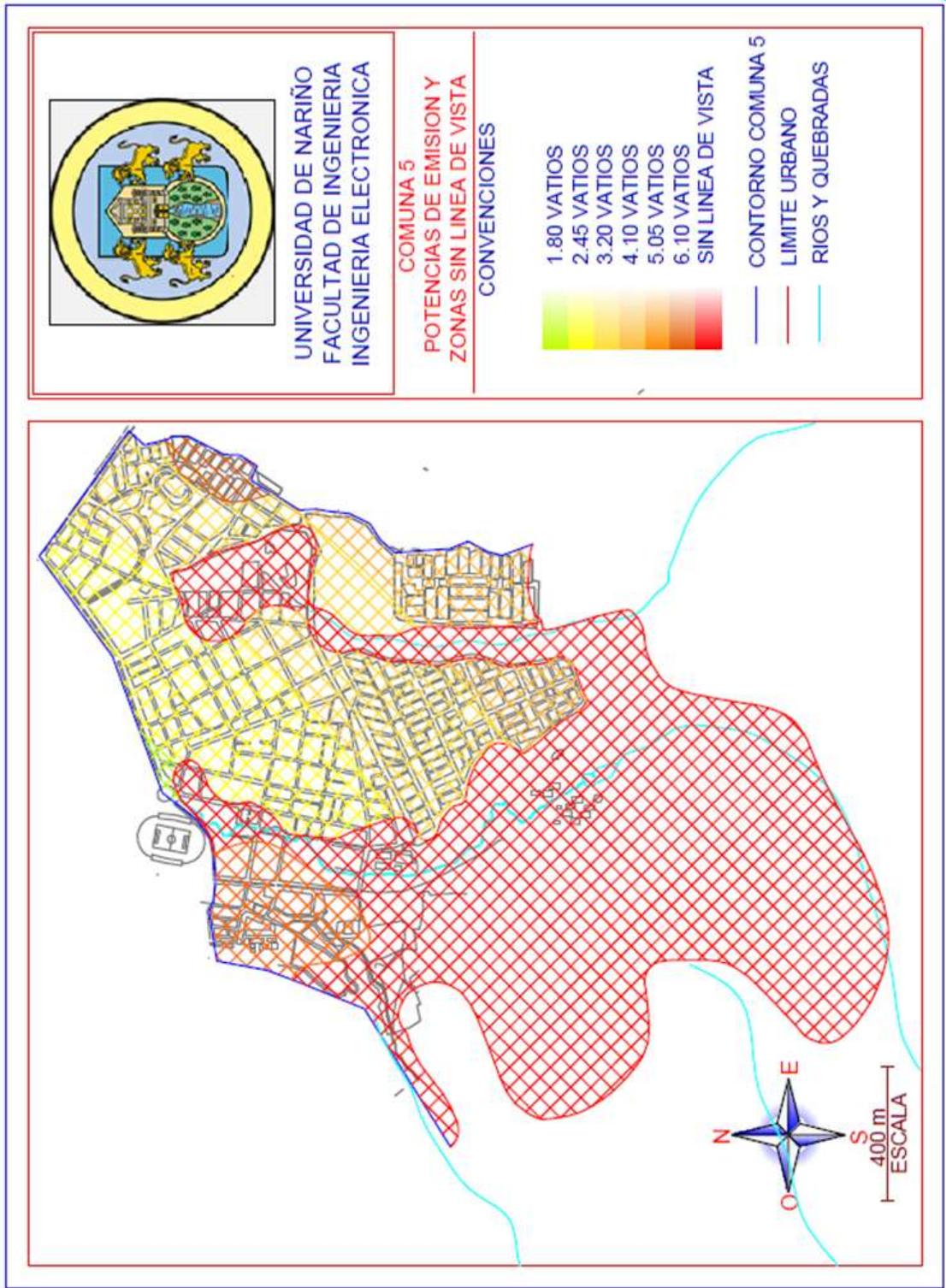


Figura 104. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 6.

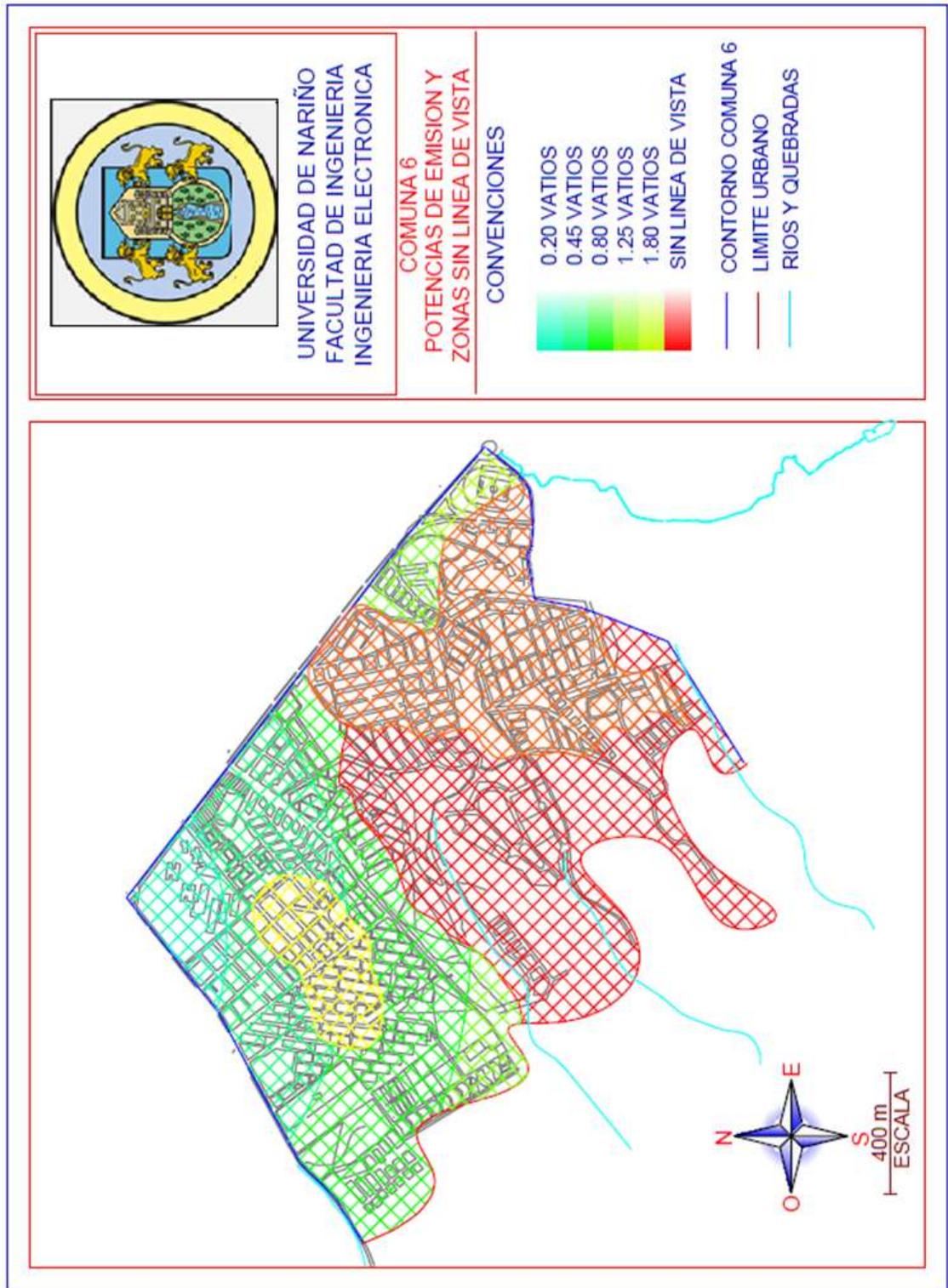


Figura 105. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 7.

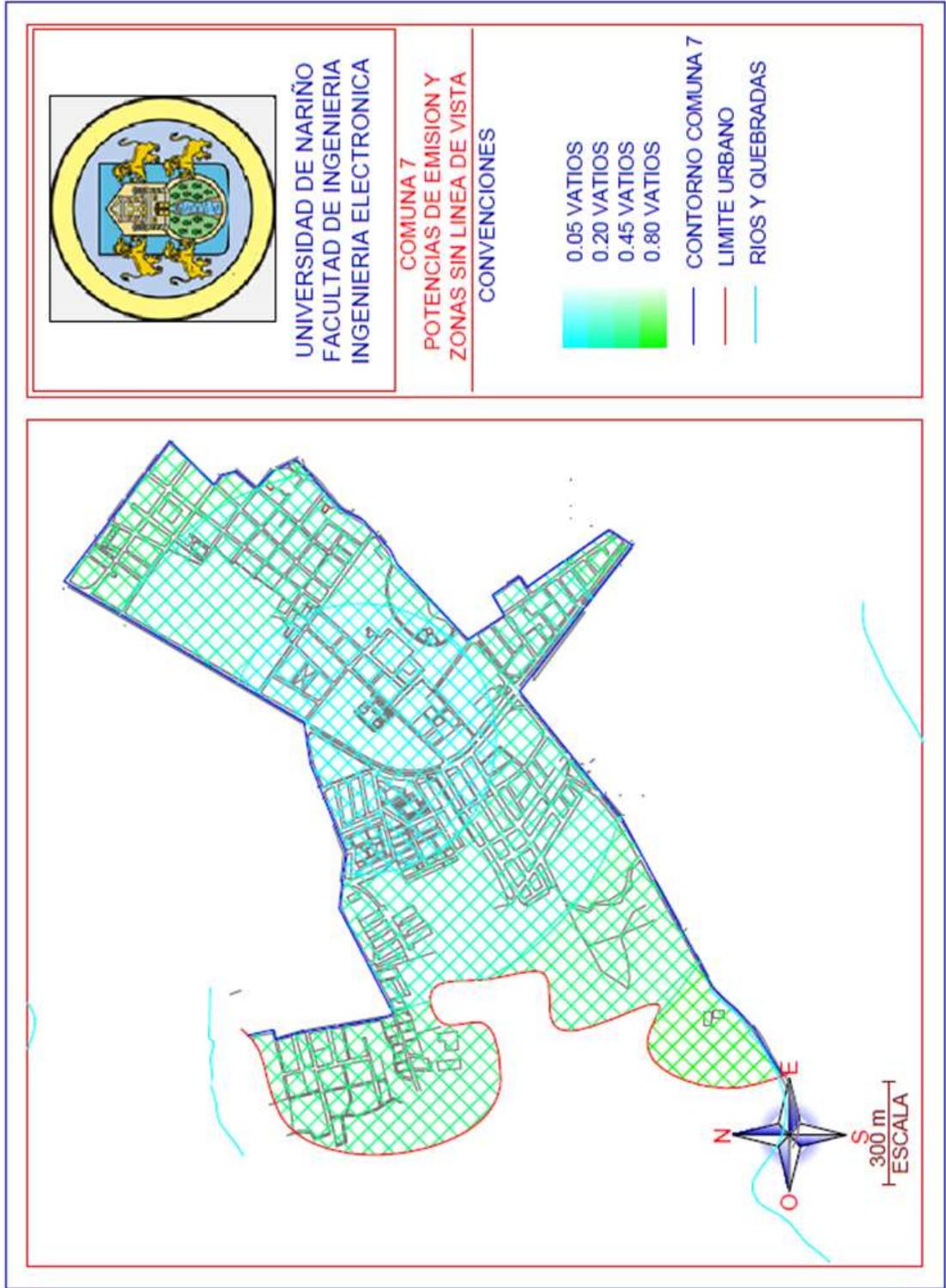


Figura 106. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 8.

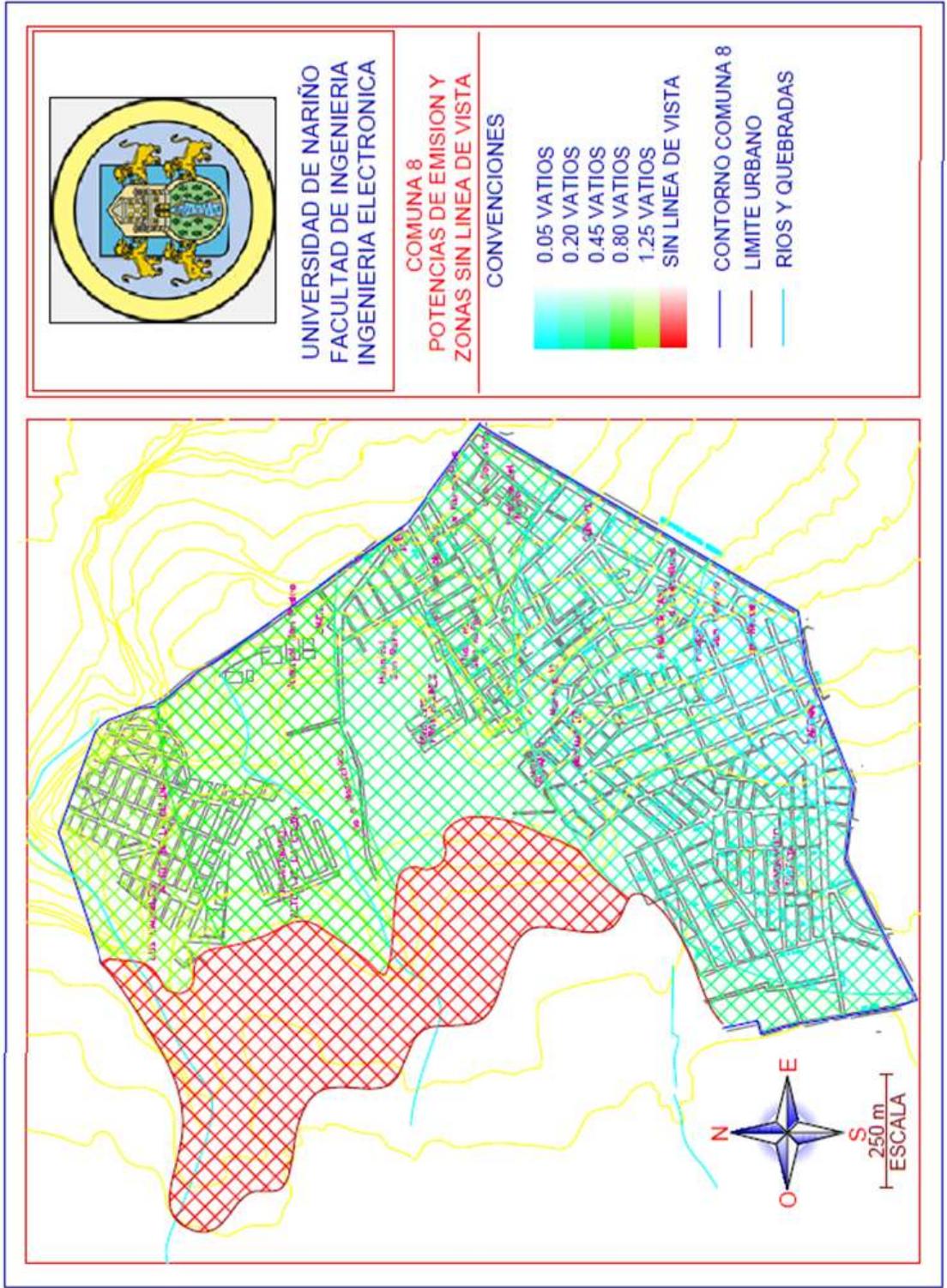


Figura 107. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 9.

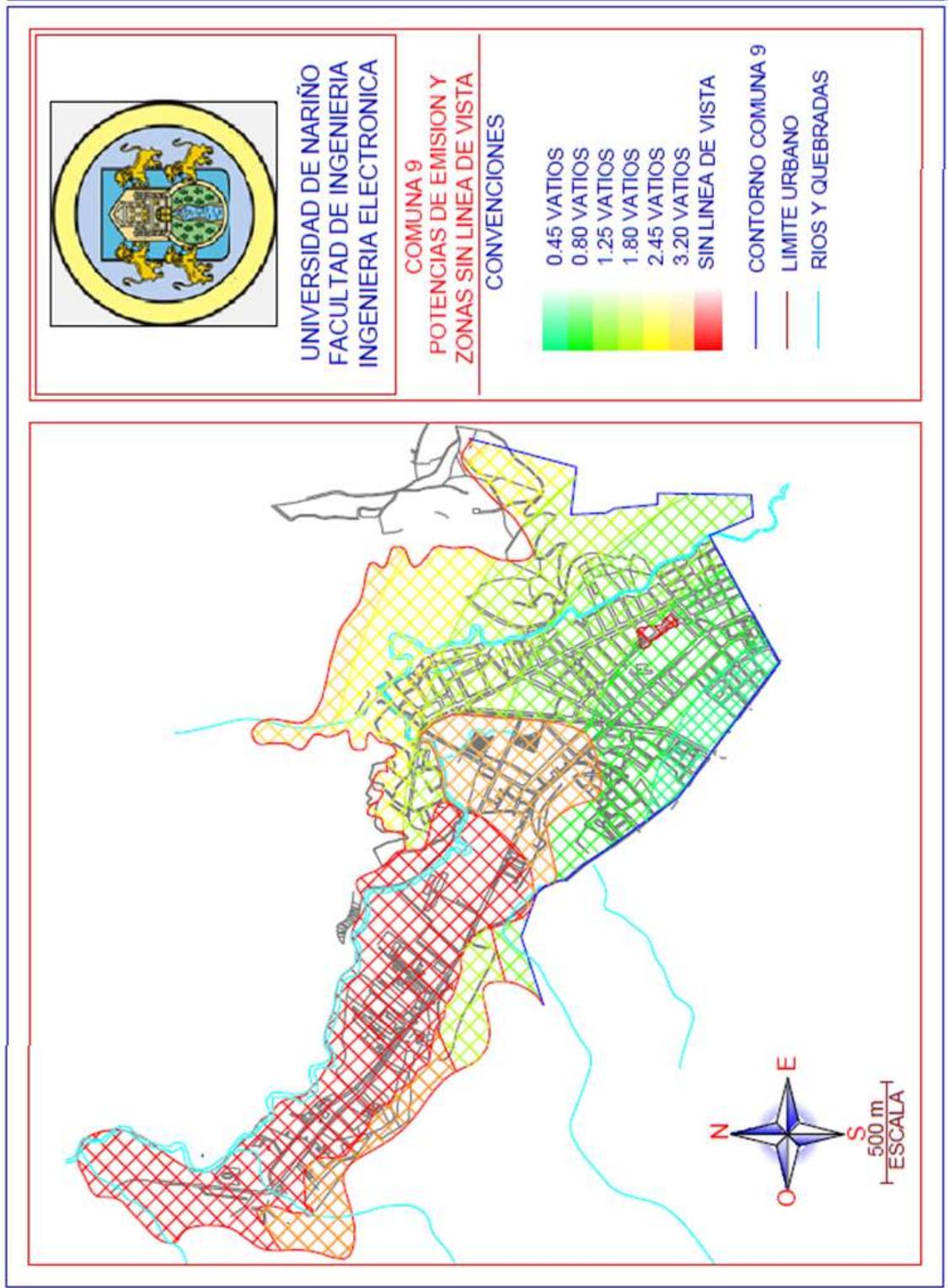


Figura 108. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 10.

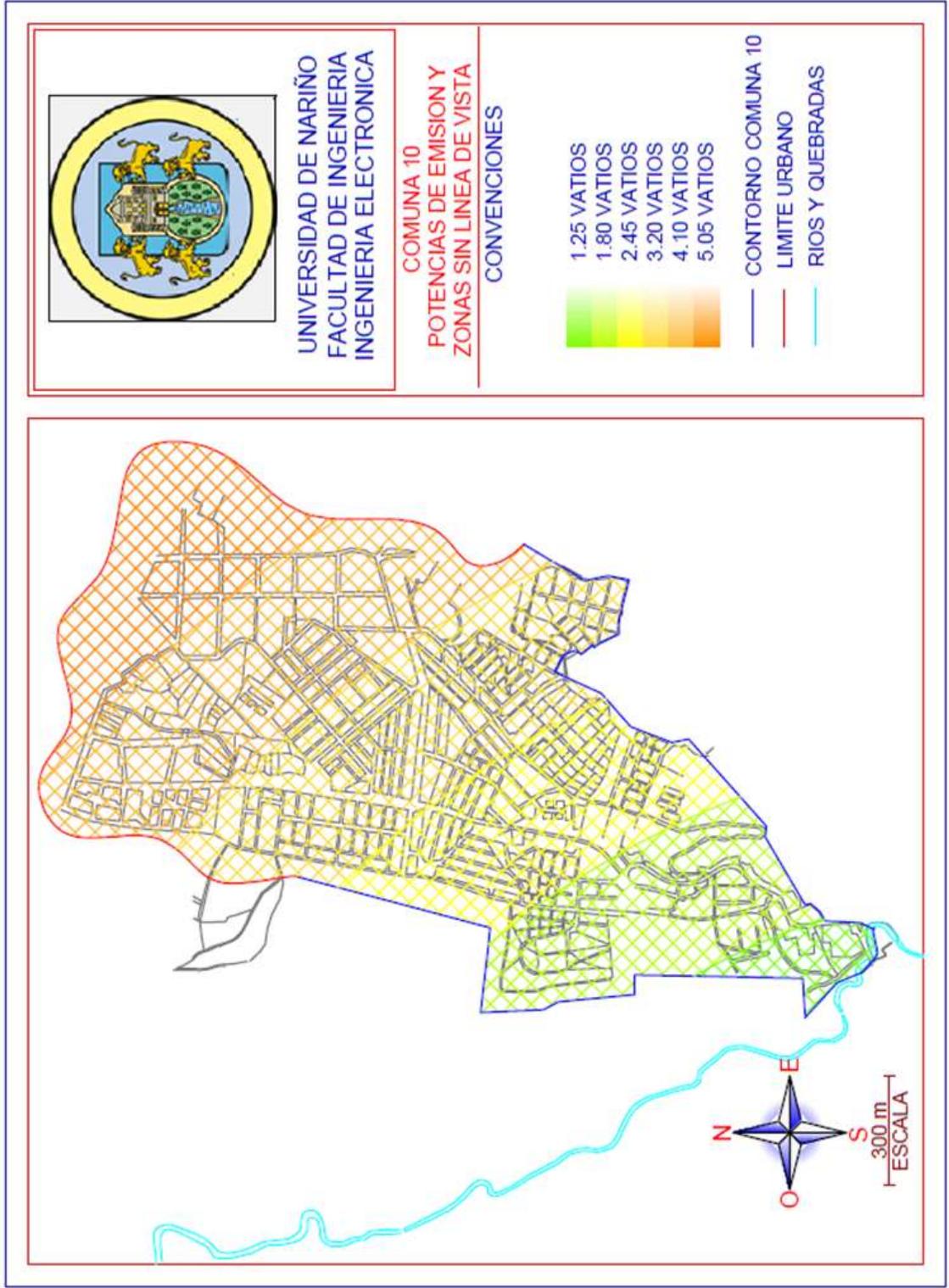


Figura 109. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 11.

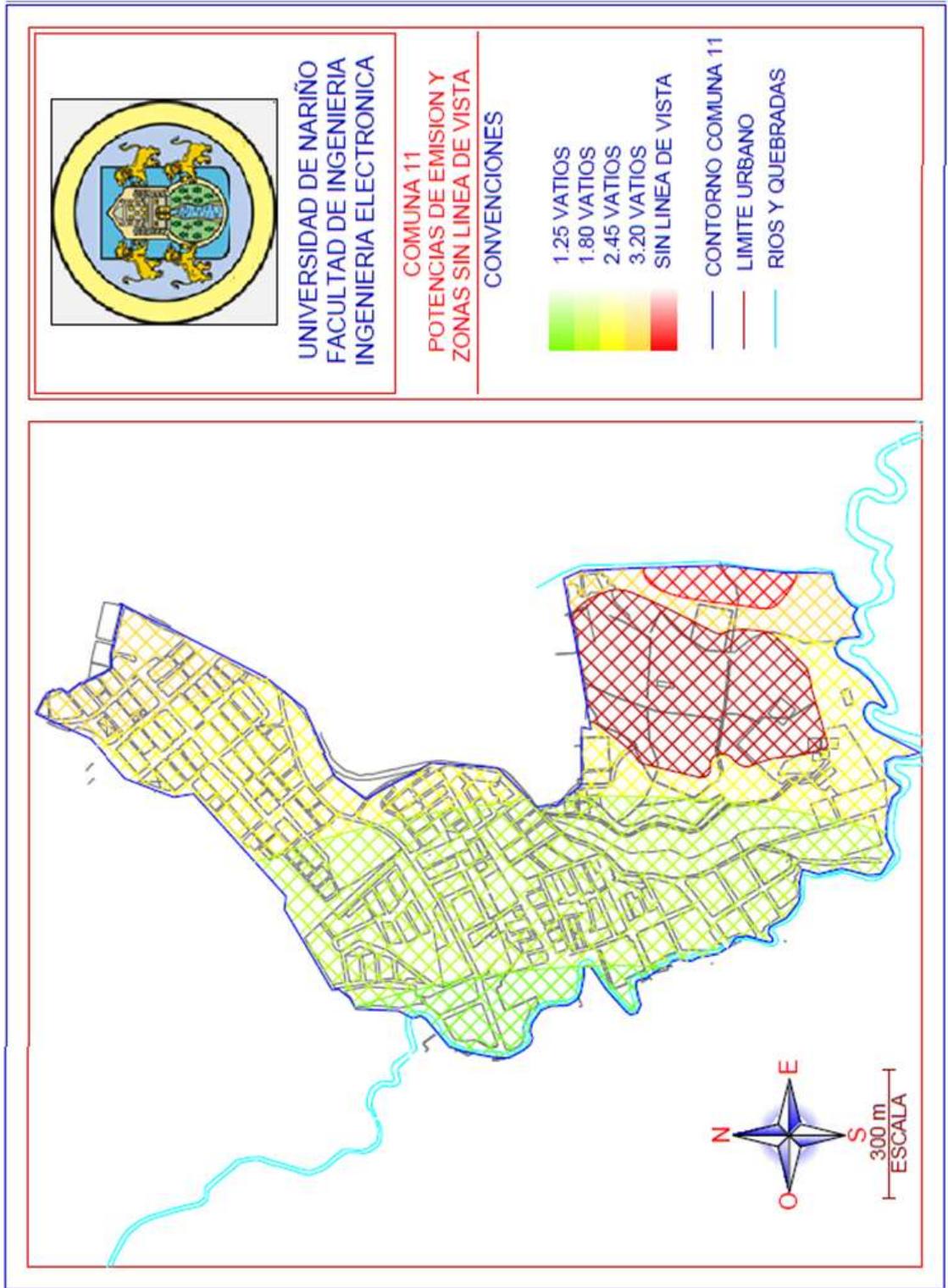


Figura 110. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas. Comuna 12.

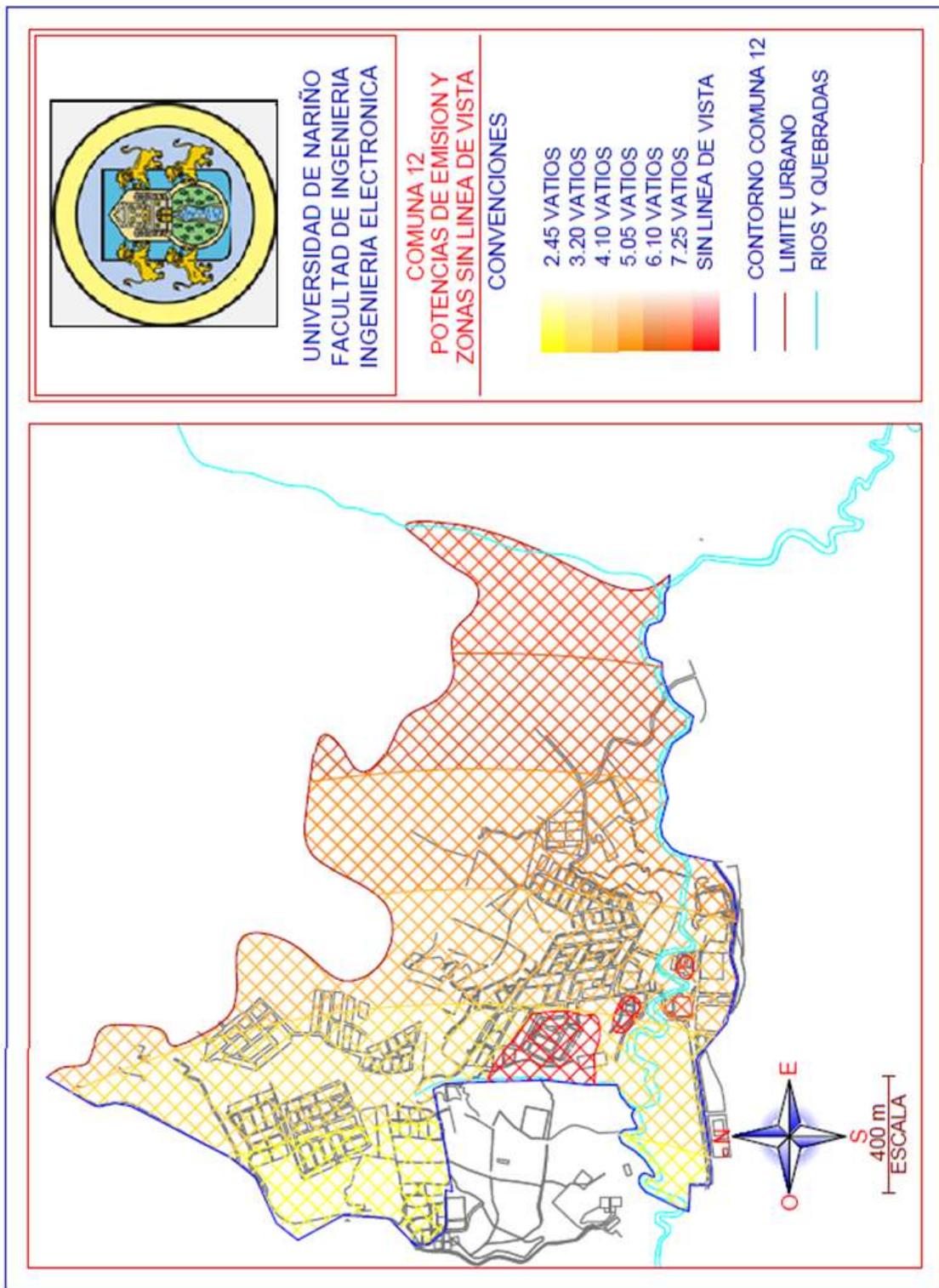
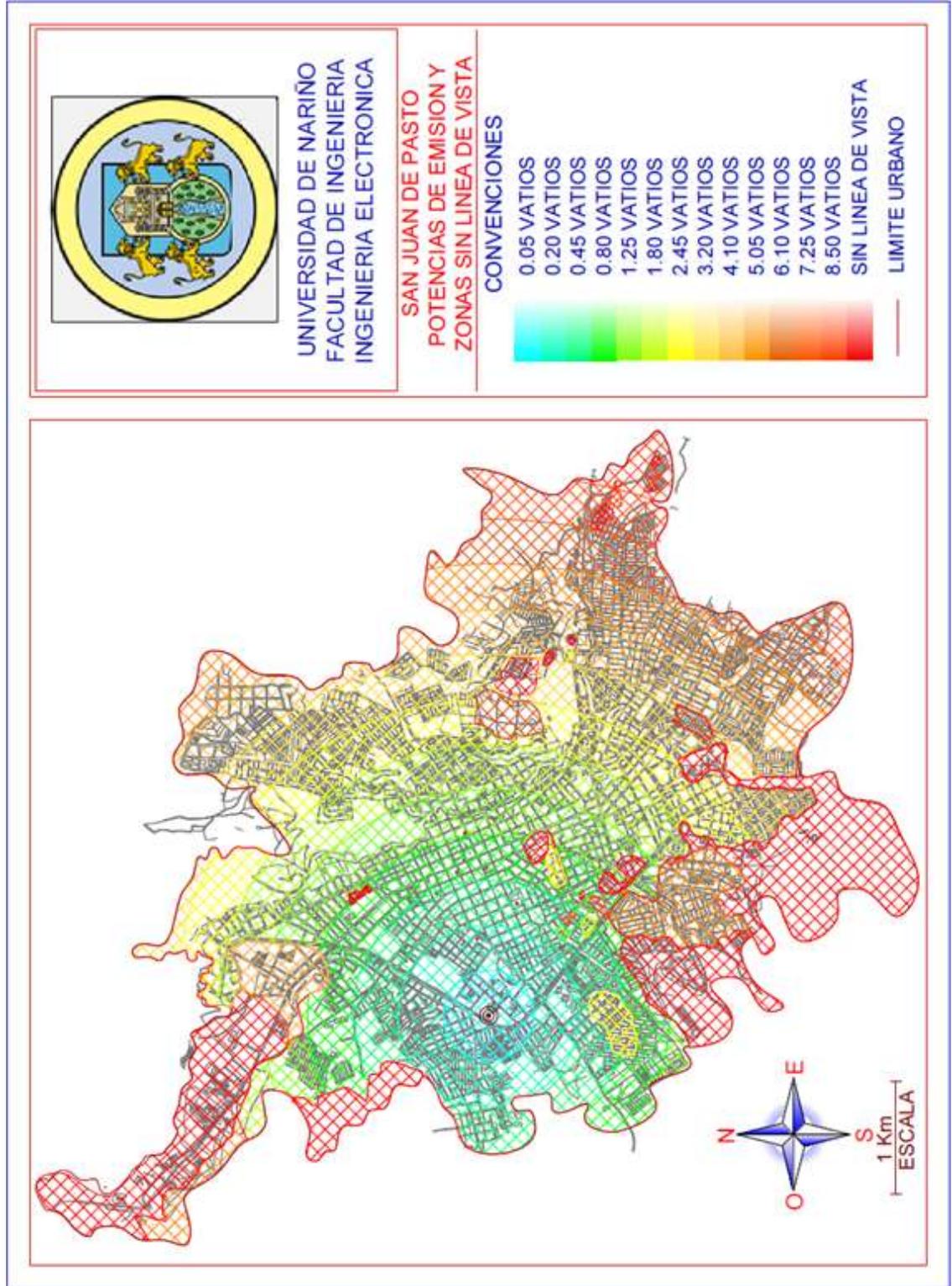


Figura 111. Potencia de transmisión y zonas obstaculizadas en Pasto.



7. CONCLUSIONES

“El espectro electromagnético es de propiedad exclusiva del Estado y como tal constituye un bien de dominio público, inenajenable e imprescriptible, cuya gestión, administración y control corresponden al Ministerio de Comunicaciones.”^[24]

Por este motivo el diseño, construcción y/o instalación de cualquier equipo que utilice el espectro electromagnético debe cumplir con las normativas vigentes expedidas por el Ministerio de Comunicaciones de Colombia.

El sistema de radio enlace desarrollado para la emisora RADIO UNIVERSIDAD DE NARIÑO cumple con las especificaciones técnicas expuestas en los artículos tercero, cuarto y quinto de la resolución 0797 de 2001 del Ministerio de Comunicaciones de Colombia.

Los resultados obtenidos en este proyecto superaron los objetivos planteados inicialmente que limitaban su desarrollo solo hasta la fase de diseño, por esto se entrega a la facultad los equipos de transmisión y recepción diseñados, implementados y funcionales.

El equipo transmisor diseñado e implementado es capaz transmitir los canales de audio derecho e izquierdo mediante una sola onda portadora utilizando el método de multiplexación estéreo y la técnica de modulación en frecuencia con una relación señal a ruido de 60 dB.

La estabilidad de frecuencia obtenida es de +/- 0.005% gracias al proceso de síntesis de frecuencia desarrollado y a la implementación del circuito de compensación en el cristal oscilador X2 que corrige la frecuencia de referencia cuando detecta cambios de tensión causados por la variación de temperatura en los equipos.

El equipo receptor garantiza la recepción de las frecuencias comprendidas entre 150 y 155 MHz, gracias al cuidadoso diseño del preamplificador de RF que se encuentra calibrado para responder con una excelente ganancia dentro de este rango en aproximadamente 34,4 dB, logrando la recuperación de los canales de audio derecho e izquierdo con una calidad apropiada.

Tanto el transmisor como el receptor están protegidos contra interferencias radioeléctricas en el medio debido a que poseen carcasas de aluminio aterrizadas.

^[24] COLOMBIA. PRESIDENCIA DE LA REPÚBLICA. Artículo 18, decreto 1900. Bogotá, 1990.

8. RECOMENDACIONES

Registrar los equipos desarrollados ante el Ministerio de Comunicaciones ya que utilizan frecuencias y bandas de frecuencias radioeléctricas atribuidas por la resolución 0797 de 2001, para realizar el registro se deben suministrar y cumplir con los siguientes documentos y requisitos:

- Nombre y domicilio del solicitante.
- Normas con las que cumple el aparato(s).
- Marca y modelo del aparato(s).
- Catálogos que contengan las características técnicas de cada uno de los equipos, donde se especifique: frecuencia, potencia, alcance y ancho de banda.

Digitalizar los canales de audio entrantes para de esta forma blindar la transmisión contra las interferencias y mejorar la calidad del sonido recuperado; para proceder con este cambio se requiere que el ministerio de Comunicaciones de Colombia expida nuevas resoluciones en las que se amplié el ancho de banda asignado a los equipos de radio de operación itinerante.

Digitalizar el control de programación de frecuencias en el receptor, usando una interfaz en el panel frontal; que permita modificar el canal de operación y lo indique en una pantalla LCD, puesto que cada vez que se necesita hacer un cambio con los selectores rotatorios BCD hay que destapar el equipo receptor.

Emplear 2 cautines de 25 vatios cuando uno o varios de los componentes de superficie que contienen los equipos se dañen y se requiera cambiarlos, para esto se coloca un cautín en cada extremo del elemento y se retira con ambas puntas asegurándose de no calentar la zona o los elementos de superficie cercanos por más de 3 segundos.

Reemplazar la antena del transmisor por una carga fantasma de 50Ω a 25W cuando se desee realizar pruebas en este equipo, de esta forma se evita que la etapa de potencia se dañe. No se debe encender el equipo transmisor sin una antena o una carga fantasma.

9. BIBLIOGRAFÍA

BOYLESTAD, Robert L. Introducción al análisis de circuitos. Décima ed. México D.F: Prentice Hall, 2004. ISBN 970-26-0448-6.

CARDAMA AZNAR, Ángel. ROCA, Luís José y otros. Antenas. Primera ed. Barcelona. España: Alfaomega. 2000. ISBN 84-177-4750-3

COLOMBIA. MINISTERIO DE COMUNICACIONES. Resolución 000797. Santafé de Bogotá: El Ministerio, 2001.

COLOMBIA. PRESIDENCIA DE LA REPÚBLICA. Decreto 1900. Santafé de Bogotá: La Presidencia, 1990.

OPPENHEIM, Alan S. WILLSKY, S y HAMID, Nawab. Señales y Sistemas. Segunda ed. México D.F: Prentice Hall, 1997. ISBN 970-17-0116-X.

PARKER, Norman. Sistemas y aplicaciones electrónicas: Telecomunicaciones. Primera edición. Madrid: McGraw Hill, 2000. ISBN 84-761-5828-9

PEREZ VEGA, Constantino. ZAMANILLO, José y CASANUEVA, Alicia. Sistemas de comunicación. Santander, España: Publicaciones de la Universidad de Cantabria, 2007. ISBN 978-84-8102-454-8.

SANCHIS, Enrique. Fundamentos y electrónica de las comunicaciones. Valencia: Publicaciones Universidad de Valencia, 2004. ISBN 84-370-5916-X.

SIERRA, Manuel. Electrónica de comunicaciones. Primera ed. México D.F: Alfaomega, 2000. ISBN 84-205-3674-1.

TANENBAUM, Andrew S. Redes de computadoras. Cuarta ed. México D.F: Prentice Hall, 2003. ISBN 970- 26-0162-2.

WAYNE, Tomasi. Sistemas de comunicación electrónica. Cuarta ed. México D.F: Prentice Hall, 2003. ISBN 970- 26-0316-1.

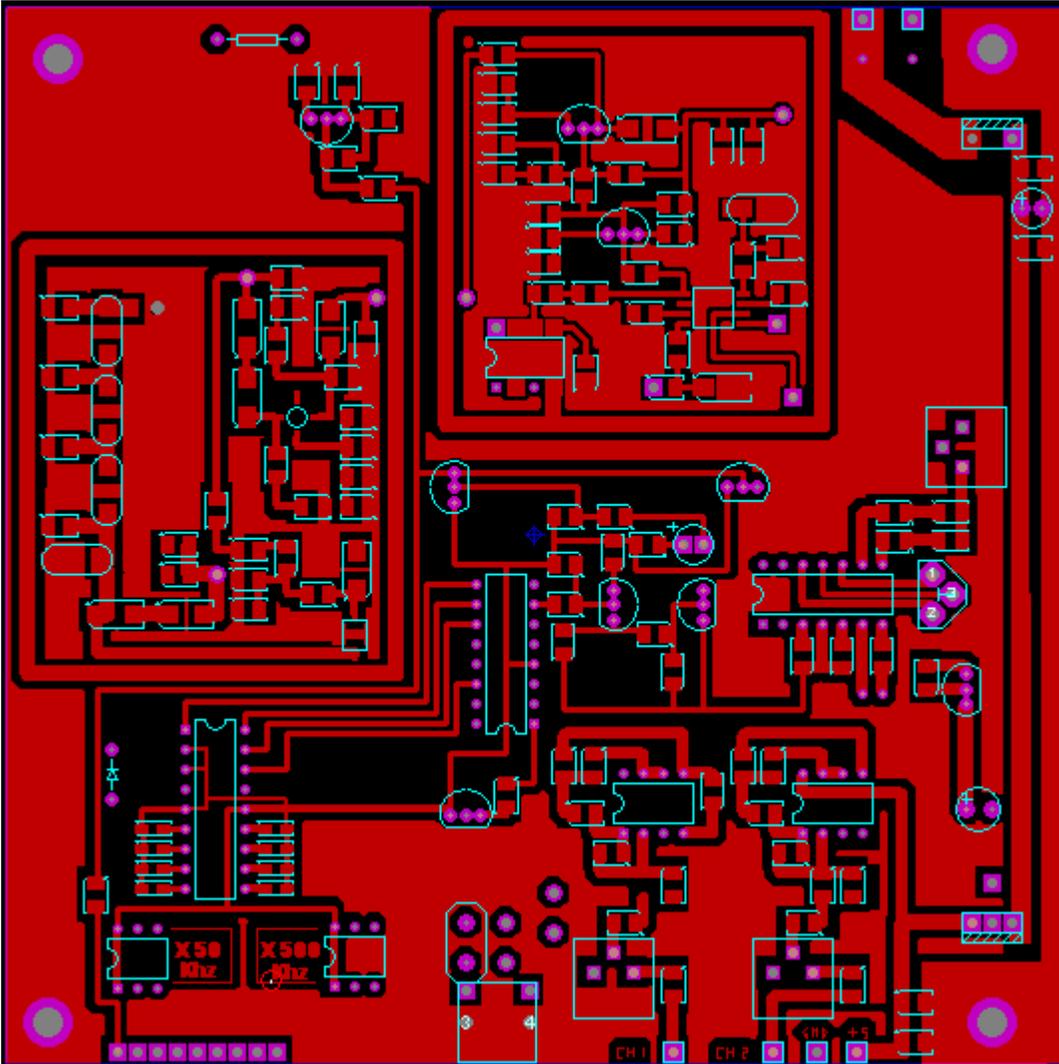
10. ANEXOS

Anexo A. Fotografías del transmisor y del receptor.

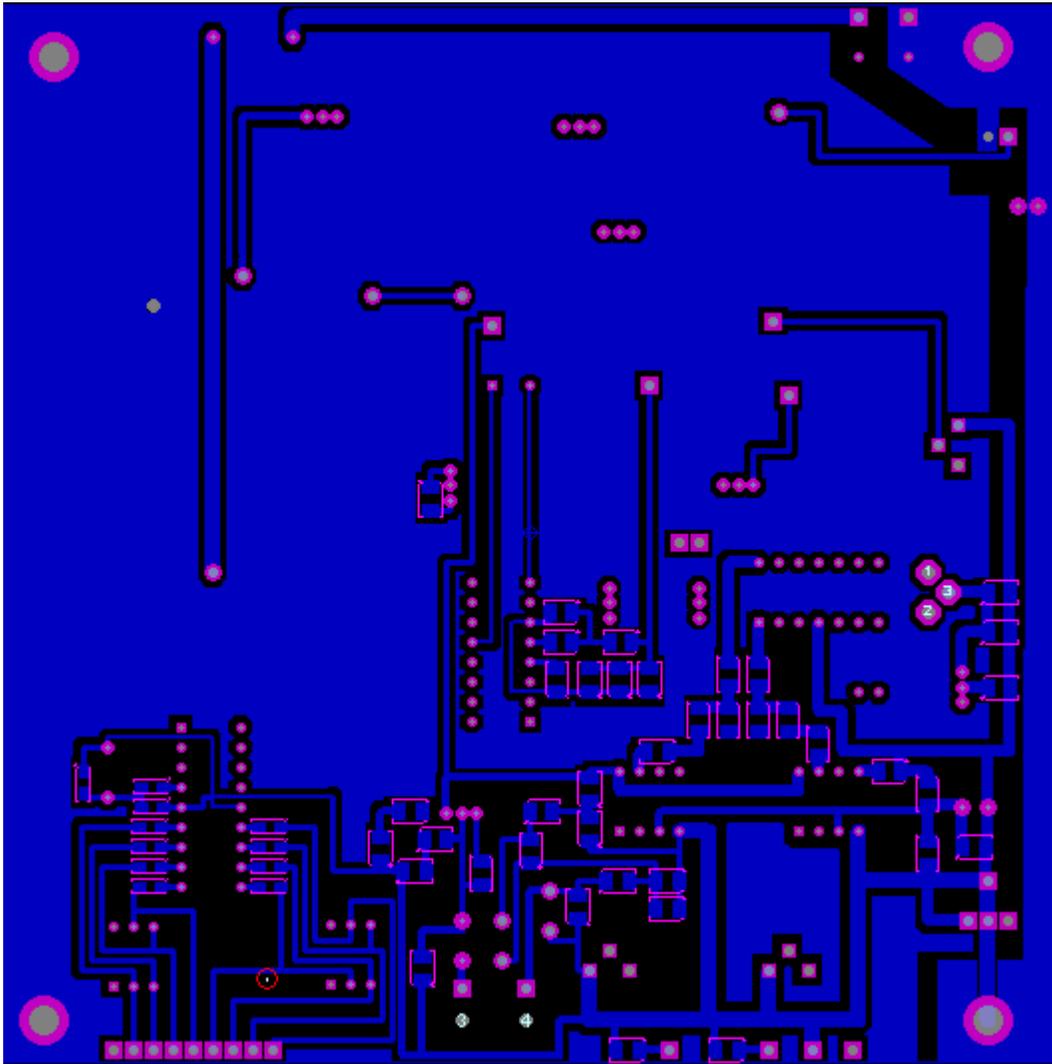




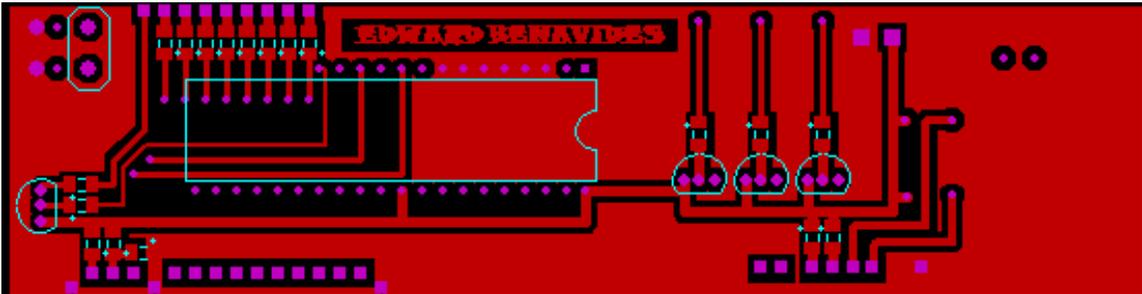
Anexo B. Circuito impreso cara superior de la placa P2.



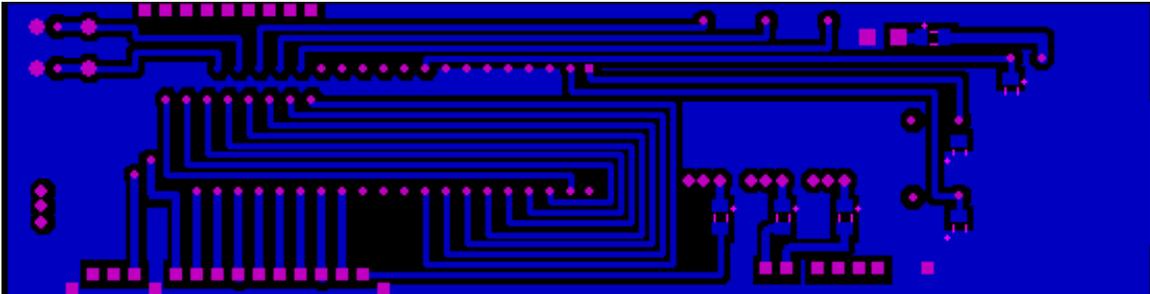
Anexo C. Circuito impreso cara inferior de la placa P2.



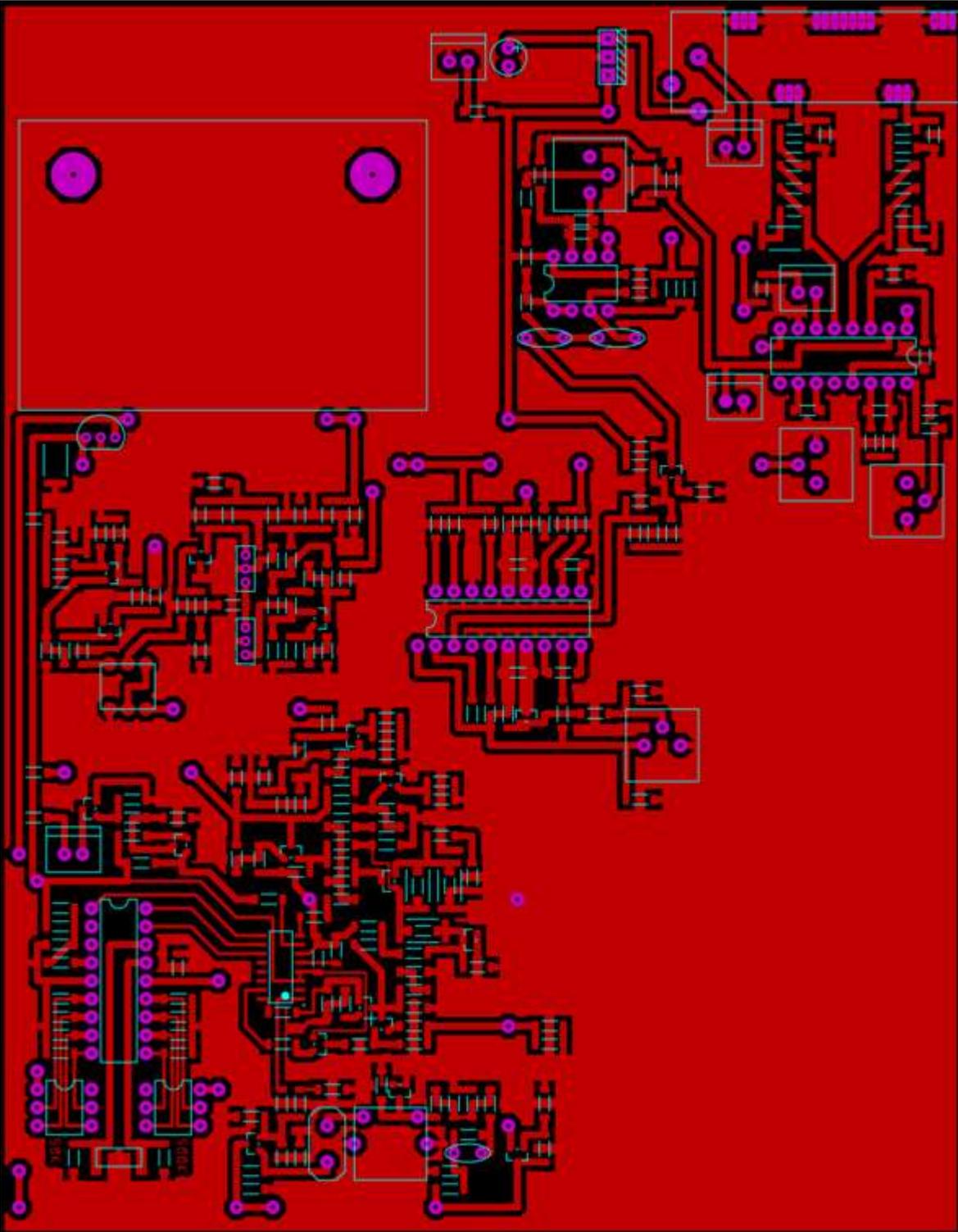
Anexo D. Circuito impreso de la cara superior de la placa P1.



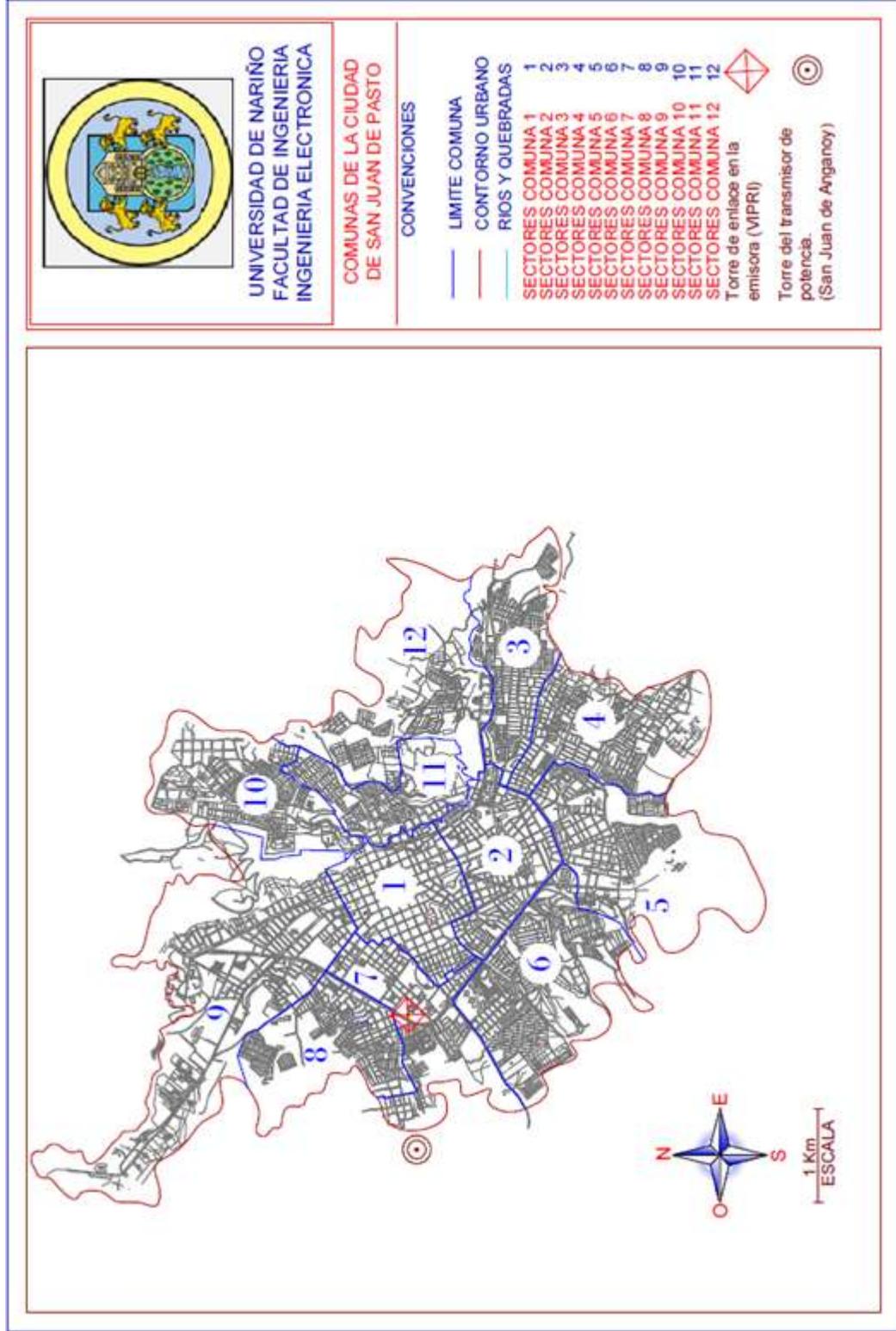
Anexo E. Circuito impreso de la cara inferior de la placa P1.



Anexo F. Circuito impreso cara superior de la placa P3.



Anexo G. Comunas de la ciudad de San Juan de Pasto.



Anexo H. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 1.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
SANTANDER	1,88	81,5700287	30,4700287	1,11430191
DOS PUENTES	1,81	81,2404433	30,1404433	1,03286682
AGUALONGO	1,77	81,0463371	29,9463371	0,98771968
HULLAGUANGA	1,74	80,8978567	29,7978567	0,95452141
CAJA AGRARIA	1,7	80,6958502	29,5958502	0,9111398
CLINICA FATIMA	1,69	80,6446059	29,5446059	0,90045204
SAN FRANCISCO JAVIER	1,64	80,3837487	29,2837487	0,84795904
COMPLEJO BANCARIO	1,59	80,1148142	29,0148142	0,7970424
POLICIA	1,58	80,0600135	28,9600135	0,78704824
GOBERNACION DE NARIÑO	1,58	80,0600135	28,9600135	0,78704824
IGLESIA DE LA MERCED	1,55	79,8935057	28,7935057	0,75744407
PARANINFO UNIVERCIDAD	1,53	79,7807004	28,6807004	0,73802324
CENTRO ESTUDIOS MARIA GORETII	1,51	79,6664107	28,5664107	0,71885462
CC COLOMBIA	1,49	79,5505971	28,4505971	0,69993823
PLAZA DE NARIÑO	1,48	79,4921061	28,3921061	0,69057461
ÉXITO CENTRO	1,37	78,8212831	27,7212831	0,59173643
SAN AGUSTIN	1,29	78,298666	27,198666	0,52464628
DAS	1,29	78,298666	27,198666	0,52464628
DIAN	1,26	78,0942827	26,9942827	0,50052787
CONVENTO FRANCISCANAS	1,14	77,2249688	26,1249688	0,40972916
COLEGIO MARIA GORETII	1,06	76,5929891	25,4929891	0,35424107
CRUZ ROJA	1	76,0868718	24,9868718	0,31527329
TEATRO IMPERIAL	1	76,0868718	24,9868718	0,31527329
COLEGIO FEMENINO NARIÑO	0,96	75,7322964	24,6322964	0,29055586
CC BOMBONA	0,89	75,0746719	23,9746719	0,24972797
EL OBRERO	0,65	72,3451389	21,2451389	0,13320296
COLEGIO ANTONIO NARIÑO	0,49	69,8907934	18,7907934	0,07569712

Anexo I. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 2.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
HOSPITAL DEPARTAMENTAL	2,7	84,714147	33,614147	2,29834227
SALOMON	2,54	84,1835461	33,0835461	2,03401714
EL RECUERDO	2,51	84,0803462	32,9803462	1,98625324
PARQUE BOLIVAR	2,5	84,0456719	32,9456719	1,97045805
EL OLIVO	2,45	83,8701934	32,7701934	1,89242791
LAS LUNAS	2,29	83,2835814	32,1835814	1,65332465
BATALLON BOYACA	2,24	83,0918321	31,9918321	1,58191525
FATIMA	2,23	83,052969	31,952969	1,56782253
GRAN COLOMBIA	2,19	82,8957541	31,7957541	1,51208222
NORMANDIA	2,19	82,8957541	31,7957541	1,51208222
LAS VIOLETAS	2,17	82,8160664	31,7160664	1,48459039
ALAHAMBRA	2,12	82,613589	31,513589	1,41696427
JAVERIANO	2,12	82,613589	31,513589	1,41696427
COLEGIO CHAMPAGNAT	2	82,1074717	31,0074717	1,26109315
NAVARRETE	1,96	81,9319932	30,8319932	1,21115386
MOLINOS NARIÑO	1,88	81,5700287	30,4700287	1,11430191
EL PRADO	1,87	81,5237039	30,4237039	1,10247916
COLEGIO SAN JUAN BOSCO	1,85	81,4303063	30,3303063	1,07902283
AIRE LIBRE	1,77	81,0463371	29,9463371	0,98771968
SAN MIGUEL	1,62	80,277172	29,177172	0,82740322
COLISEO ANTONIO RUANO	1,62	80,277172	29,177172	0,82740322
MEDARDO BUCHELY	1,51	79,6664107	28,5664107	0,71885462
ATAHUALPA	1,37	78,8212831	27,7212831	0,59173643
LOS BALCONES	1,27	78,1629462	27,0629462	0,50850429
LOS ABEDULES	1,21	77,7425792	26,6425792	0,46159162
BELLA VISTA II	1,16	77,3760315	26,2760315	0,42423174
VILLA LUCIA	1,14	77,2249688	26,1249688	0,40972916
CASA BELLA	1,07	76,6745473	25,5745473	0,36095639
CASA BELLA 1	1,06	76,5929891	25,4929891	0,35424107
BOYACA	1,06	76,5929891	25,4929891	0,35424107
LOS ALAMOS	0,98	75,9113933	24,8113933	0,30278847

Anexo J. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 3.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
ROSAL DE ORIENTE	5,11	90,2552898	39,1552898	8,23244762
POPULAR	4,95	89,9789757	38,8789757	7,72498374
PINAR DEL RIO	4,89	89,8730489	38,7730489	7,53884639
LAS BRISAS	4,59	89,3231255	38,2231255	6,64220916
ARNULFO GUERRERO	4,57	89,2851958	38,1851958	6,58445109
CAICEDONIA	4,51	89,1704026	38,0704026	6,4126902
BELISARIO BETANCOURT	4,48	89,112432	38,012432	6,327661
PIEDRECUESTA	4,47	89,0930222	37,9930222	6,29944404
ICBF	4,42	88,9953171	37,8953171	6,15930506
LAS LAJAS	4,41	88,9756435	37,8756435	6,13146643
SENA	4,39	88,9361622	37,8361622	6,07597833
ALEJANDRIA	4,39	88,9361622	37,8361622	6,07597833
LOS PINOS	4,27	88,6954293	37,5954293	5,74834633
VILLAFLORES II	4,13	88,4058728	37,3058728	5,37758494
VILLAFLORES I	4,03	88,1929727	37,0929727	5,12032194
STA MONICA	4,02	88,1713928	37,0713928	5,09494244
STA CATALINA	3,98	88,0845332	36,9845332	4,99405499
PUCALPA III	3,94	87,9967962	36,8967962	4,89417641
GUAMUEZ	3,84	87,7734962	36,6734962	4,64889379
STA BARBARA	3,57	87,1402361	36,0402361	4,01812653
LAS MERCEDES	3,5	86,9682326	35,8682326	3,86209778
MERCEDARIO	3,43	86,7927542	35,6927542	3,7091587
CASALOMA	3,16	86,0806134	34,9806134	3,14819294
LA ESMERALDA	3,14	86,0254647	34,9254647	3,10846851
BERNAL	3,08	85,8578861	34,7578861	2,99080852
ESCUELA KENNEDY	3	85,6292969	34,5292969	2,83745959
COLEGIO STO SEPULCRO	2,85	85,183769	34,083769	2,56080728
STA CRUZ	2,81	85,0609982	33,9609982	2,48942941

Anexo K. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 4.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
JAMONDINO	4,74	89,6024386	38,5024386	7,08343412
CANCHALA	4,6	89,3420284	38,2420284	6,67118277
EL ROSARIO	4,45	89,054072	37,954072	6,24319928
PUERRES	4,1	88,3425489	37,2425489	5,29974397
ALBERGUE DEL SOL	4,01	88,1497592	37,0497592	5,069626
LA VICTORIA	3,9	87,9081639	36,8081639	4,79530671
SAN GERMAN	3,9	87,9081639	36,8081639	4,79530671
VILLA DOCENTE	3,86	87,8186179	36,7186179	4,69744588
EL TRIUNFO	3,85	87,7960863	36,6960863	4,67313831
EL PORVENIR	3,84	87,7734962	36,6734962	4,64889379
LA PAZ	3,83	87,7508472	36,6508472	4,62471233
BETANIA	3,8	87,6825437	36,5825437	4,55254628
ALTO DEL LORENZO	3,77	87,6136988	36,5136988	4,48094771
ALTO DEL CAMPO	3,71	87,47435	36,37435	4,33945306
PRAGA	3,67	87,380193	36,280193	4,24638439
SAN JUAN DE LOS PASTOS	3,63	87,2850043	36,1850043	4,15432459
MIRAFLORES	3,61	87,2370158	36,1370158	4,10867301
BELEN	3,56	87,1158717	36,0158717	3,99564754
EL TEJAR	3,47	86,8934613	35,7934613	3,79617413
LORENZO DE ALDANA	3,42	86,7673939	35,6673939	3,68756248
DOCE DE OCTUBRE	3,35	86,5877679	35,4877679	3,53815447
PUERTAS DEL SOL	3,31	86,4834316	35,3834316	3,45416567
RINCON COLONIAL	3,25	86,324539	35,224539	3,3300741
LAUREANO GOMEZ	3,23	86,2709222	35,1709222	3,28921469
IDEMA	3,03	85,7157243	34,6157243	2,89449253
SENDOYA	2,85	85,183769	34,083769	2,56080728
CHILE	2,72	84,7782498	33,6782498	2,33251789

Anexo L. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 5.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
CHAPALITO	3,4	86,7164501	35,6164501	3,64455921
LA MINGA	3,3	86,4571506	35,3571506	3,4333261
CHAMBU	3,23	86,2709222	35,1709222	3,28921469
IEC LEMO	3,19	86,1626854	35,0626854	3,2082525
IGLESIA ESPIRITU SANTO	3,15	86,0530828	34,9530828	3,1282992
IECCP	3,14	86,0254647	34,9254647	3,10846851
CHAMBU I	3,12	85,9699636	34,8699636	3,06899629
VIVIENDA CRISTIANA	3,1	85,9141056	34,8141056	3,0297763
TERMINAL DE TRANSPORTES	3,07	85,8296393	34,7296393	2,97141921
MADRIGAL	3,07	85,8296393	34,7296393	2,97141921
SANTA CLARA	2,9	85,3348317	34,2348317	2,65144835
POTRERILLO	2,89	85,3048286	34,2048286	2,63319403
LA ROSA	2,89	85,3048286	34,2048286	2,63319403
BASE MILITAR	2,87	85,2445097	34,1445097	2,59687454
EL REMANSO	2,74	84,841883	33,741883	2,36694574
VENECIA	2,74	84,841883	33,741883	2,36694574
CHAPAL	2,73	84,8101247	33,7101247	2,34970029
LA POSADA	2,7	84,714147	33,614147	2,29834227
EL PILAR	2,67	84,617097	33,517097	2,24755174
PROGRESO	2,58	84,3192659	33,2192659	2,09858511
GASEOSAS LA CIGARRA	2,51	84,0803462	32,9803462	1,98625324
LA VEGA	2,49	84,0108587	32,9108587	1,95472591
MARIA ISABEL I	2,45	83,8701934	32,7701934	1,89242791
PRADOS DEL SUR	2,2	82,9353254	31,8353254	1,52592271

Anexo M. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 6.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
ESTADIO LIBERTAD	2,26	83,1690405	32,0690405	1,61028985
FUNDADORES	2,16	82,7759468	31,6759468	1,47093905
SAN SEBATHIAN	2,07	82,4062787	31,3062787	1,35091451
QUITO LOPEZ	2,03	82,2367925	31,1367925	1,29920969
GRANADA	1,97	81,9761963	30,8761963	1,2235441
INSTITUTO LIBERTAD	1,9	81,6619438	30,5619438	1,13813657
NUEVA COLOMBIA	1,82	81,2882995	30,1882995	1,04431124
LA PATRIA	1,73	80,8477938	29,7477938	0,94358142
JARDINES DE LAS MERCEDES	1,72	80,7974407	29,6974407	0,93270449
NIZA I	1,7	80,6958502	29,5958502	0,9111398
ALTAMIRA	1,59	80,1148142	29,0148142	0,7970424
ESCUELA TAMASAGRA	1,52	79,7237435	28,6237435	0,7284074
NIZA II	1,5	79,6086969	28,5086969	0,7093649
CAICEDO	1,4	79,0094325	27,9094325	0,61793564
AGUALONGO	1,2	77,6704967	26,5704967	0,45399353
HOGAR SAN JOSE	1,19	77,597811	26,497811	0,4464585
BACHUE	1,19	77,597811	26,497811	0,4464585
TAMASAGRA	1,11	76,9933313	25,8933313	0,38844822
SUMATAMBO	1	76,0868718	24,9868718	0,31527329
INEM	0,66	72,4777505	21,3777505	0,13733304

Anexo N. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 7

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
EMPOPASTO	1,3	78,3657388	27,2657388	0,53281186
MIJITALLO ALTO	1,1	76,9147255	25,8147255	0,38148068
ROSALES III	0,94	75,5494288	24,4494288	0,27857548
COCA COLA	0,93	75,4565307	24,3565307	0,27267987
CASA SAN IGNACIO	0,91	75,2676996	24,1676996	0,26107781
LOS ROSALES	0,84	74,5724575	23,4724575	0,22245683
MUSEO TAMINANGO	0,8	74,1486715	23,0486715	0,2017749
ESCUELA JAVERIANO	0,75	73,588097	22,488097	0,17734122
COLEGIO FILIPENSE	0,71	73,1120387	22,0120387	0,15892926
CONJUNTO ROSALES	0,7	72,9888326	21,8888326	0,15448391
SAN FELIPE	0,69	72,8638536	21,7638536	0,15010161
COLEGIO SAN FELIPE	0,66	72,4777505	21,3777505	0,13733304
LA AURORA	0,65	72,3451389	21,2451389	0,13320296
FRANCO DE LA VILLOTA	0,62	71,9347055	20,8347055	0,12119105
EL EDEN	0,62	71,9347055	20,8347055	0,12119105
MARIA AUXILIADORA	0,61	71,7934685	20,6934685	0,11731319
CAPUSIGRA	0,58	71,3554316	20,2554316	0,10605793
CONJUNTO SANTA MARIA	0,53	70,5723892	19,4723892	0,08856027
EL BOSQUE	0,52	70,4069386	19,3069386	0,0852499
LA PRIMAVERA	0,47	69,5288289	18,4288289	0,06964387
POTAL MIJITALLO	0,44	68,9559253	17,8559253	0,06103691
ASILO PERPETUO SOCORRO	0,43	68,7562409	17,6562409	0,05829403
VILLA VERGEL	0,4	68,1280716	17,0280716	0,05044373
COLEGIO NORMAL	0,4	68,1280716	17,0280716	0,05044373
LOS ANDES	0,38	67,6825437	16,5825437	0,04552546
HOGAR DE CRISTO	0,34	66,7164501	15,6164501	0,03644559
COLEGIO LAS LAJAS	0,27	64,714147	13,614147	0,02298342
LA ACACIAS	0,26	64,3863387	13,2863387	0,02131247
CC VILLA VERGEL	0,25	64,0456719	12,9456719	0,01970458
VILLA AURORA	0,24	63,6910966	12,5910966	0,01815974
CASTILLOS DEL NORTE	0,21	62,5312577	11,4312577	0,01390355
VILLA CAMPANELA	0,15	59,6086969	8,50869694	0,00709365
ITSIN	0,15	59,6086969	8,50869694	0,00709365
ACHALAY	0,08	54,1486715	3,0486715	0,00201775

Anexo O. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 8.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
LOS LAURELES	1,71	80,746794	29,646794	0,92189062
ALTOS DE LA COLINA	1,5	79,6086969	28,5086969	0,7093649
CONJUNTO ALTOS DE LA COLINA	1,4	79,0094325	27,9094325	0,61793564
HOSPITAL SAN PEDRO	1,3	78,3657388	27,2657388	0,53281186
HOSPITAL SAN RAFAEL	1,08	76,7553469	25,6553469	0,36773476
LOS FRAILEJONES	1,01	76,1732992	25,0732992	0,32161028
SAN JUAN DE DIOS	0,99	75,9995757	24,8995757	0,30899935
LAS MARGARITAS	0,95	75,6413439	24,5413439	0,28453414
URB, COLPATRIA	0,93	75,4565307	24,3565307	0,27267987
VILLAS DE SAN RAFAEL	0,89	75,0746719	23,9746719	0,24972797
PRADOS DEL NORTE	0,86	74,7768408	23,6768408	0,23317612
MARILUZ II	0,72	73,2335217	22,1335217	0,16343767
MARILUZ I	0,69	72,8638536	21,7638536	0,15010161
IGLESIA DE PANDIACO	0,54	70,734747	19,634747	0,09193369
LA CASTELLANA	0,4	68,1280716	17,0280716	0,05044373
SAN VICENTE	0,37	67,4509062	16,3509062	0,04316091
LOS HEROES	0,27	64,714147	13,614147	0,02298342

Anexo P. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 9.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
BRICEÑO SUR	3,79	87,659656	36,559656	4,52861703
LA VICTORIA	3,5	86,9682326	35,8682326	3,86209778
BRICEÑO	2,83	85,1226005	34,0226005	2,52499224
VILLA CAMPESTRE	2,77	84,9364671	33,8364671	2,41906041
POSTOBON	2,55	84,2176754	33,1176754	2,05006455
JUANOY	2,54	84,1835461	33,0835461	2,03401714
SAN ANTONIO	2,49	84,0108587	32,9108587	1,95472591
COLEGIO SEMINARIO	2,45	83,8701934	32,7701934	1,89242791
ALMACAFE	2,36	83,5451118	32,4451118	1,7559461
SANTA RITA	2,35	83,508229	32,408229	1,74109673
EL ALGIBE	2,33	83,4339902	32,3339902	1,71158715
U. DENARIÑO	2,12	82,613589	31,513589	1,41696427
HACIENDA GUALCALA	2,09	82,4897975	31,3897975	1,37714525
URB. ZAMORA	2,03	82,2367925	31,1367925	1,29920969
LOS SAUCES	2,03	82,2367925	31,1367925	1,29920969
MORASURCO	2,02	82,1938991	31,0938991	1,28644112
JUAN 23	2,01	82,1507929	31,0507929	1,27373561
TERRANOVA	1,96	81,9319932	30,8319932	1,21115386
U. COOPERATIVA	1,96	81,9319932	30,8319932	1,21115386
IDATT	1,91	81,7075391	30,6075391	1,15014848
URB. MARSELLA	1,91	81,7075391	30,6075391	1,15014848
CEDENAR	1,9	81,6619438	30,5619438	1,13813657
URB. FIGUEROS	1,88	81,5700287	30,4700287	1,11430191
BARRIO PANDIACO	1,86	81,4771306	30,3771306	1,09071947
BARRIO UNIVERSITARIO	1,85	81,4303063	30,3303063	1,07902283
CEHANI	1,79	81,1439324	30,0439324	1,01016714
LA RIVERA	1,77	81,0463371	29,9463371	0,98771968
SAGRADA FAMILIA	1,76	80,9971251	29,8971251	0,97659054
LAS CUADRAS	1,65	80,4365506	29,3365506	0,85833153
PALERMO	1,58	80,0600135	28,9600135	0,78704824
GLORIETA BANDERAS	1,51	79,6664107	28,5664107	0,71885462
EL DORADO	1,5	79,6086969	28,5086969	0,7093649
U. MARIANA	1,49	79,5505971	28,4505971	0,69993823
CONVENTO MARIDIAZ	1,47	79,4332185	28,3332185	0,68127405

EL MIRADOR	1,45	79,3142318	28,2142318	0,66286209
LA COLINA	1,37	78,8212831	27,7212831	0,59173643
CONVENTO FRANCISCANAS	1,33	78,5639046	27,4639046	0,55768692
LICEO MARIDIAZ	1,33	78,5639046	27,4639046	0,55768692
PARQUE INFANTIL	1,29	78,298666	27,198666	0,52464628
LOS NOGALES	1,18	77,5245119	26,4245119	0,43898653
MUALLAMUES	1,14	77,2249688	26,1249688	0,40972916
CANFAMILIAR	1,12	77,0712322	25,9712322	0,39547881
VILLA TEQUENDAMA	1,11	76,9933313	25,8933313	0,38844822
SANTANA	1,07	76,6745473	25,5745473	0,36095639

Anexo Q. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 10.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
PORTAL DEL NORTE	3,69	87,4273991	36,3273991	4,29279262
VILLANUEVA	3,62	87,2610432	36,1610432	4,13146727
PORTAL DE ARANDA	3,6	87,2129218	36,1129218	4,08594181
RINCON DE ARANDA	3,53	87,0423659	35,9423659	3,92858891
PRADOS DEL NORTE	3,47	86,8934613	35,7934613	3,79617413
SOL DE ORIENTE	3,45	86,8432537	35,7432537	3,75254031
MONTAGAS	3,41	86,7419593	35,6419593	3,66602932
NUEVO HORIZONTE	3,33	86,5357564	35,4357564	3,49603396
VILLA GUERRERO	3,29	86,4307897	35,3307897	3,4125496
QUILLOTOCTO	3,27	86,3778268	35,2778268	3,37118574
CORAZON DE JESUS II	3,26	86,3512238	35,2512238	3,35059839
CUJACAL	3,24	86,297772	35,197772	3,30961287
VILLAS DEL NORTE	3,21	86,2169724	35,1169724	3,24860749
EL FUTURO	3,15	86,0530828	34,9530828	3,1282992
NUEVA ARANDA III	3,04	85,7443434	34,6443434	2,91362962
LA FLORESTA	3,01	85,6582017	34,5582017	2,85640752
STA MATILDE	2,99	85,6002955	34,5002955	2,81857472
NUEVO SOL	2,93	85,4242242	34,3242242	2,70658965
LA NUEVA ARANDA	2,88	85,2747215	34,1747215	2,61500276
COLACTEOS	2,82	85,0918539	33,9918539	2,50717929
TERRAZAS DEL NORTE	2,69	84,6819174	33,5819174	2,28134904
SAN ALBANO	2,65	84,5517892	33,4517892	2,21400666
BUENOS AIRES	2,6	84,3863387	33,2863387	2,13124743
LA LIBERTAD	2,58	84,3192659	33,2192659	2,09858511
LA ESPERANZA	2,55	84,2176754	33,1176754	2,05006455
CARCEL JUDICIAL	2,44	83,8346683	32,7346683	1,87701105
NIÑO JESUS DE PRAGA	2,41	83,7272126	32,6272126	1,83113878
BELLAVISTA	2,34	83,4711889	32,3711889	1,72631042
CEMENTERIO ARANDA	2,23	83,052969	31,952969	1,56782253
EL CARMEN	2,21	82,9747172	31,8747172	1,53982627
MARQUETALIA	2,16	82,7759468	31,6759468	1,47093905
REFUGIO DE SAN GABRIEL	2,01	82,1507929	31,0507929	1,27373561
COLEGIO PEDAGÓGICO	1,93	81,7980179	30,6980179	1,17436147
ATAGUIRA	1,85	81,4303063	30,3303063	1,07902283

Anexo R. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 11.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
CORAZON DE JESUS	2,72	84,7782498	33,6782498	2,33251789
ALTAVISTA	2,65	84,5517892	33,4517892	2,21400666
VILLA ANGELA	2,6	84,3863387	33,2863387	2,13124743
ALAMEDA	2,52	84,1148826	33,0148826	2,00211149
ACUEDUCTO	2,5	84,0456719	32,9456719	1,97045805
POLICIA	2,45	83,8701934	32,7701934	1,89242791
LA LOMITA	2,45	83,8701934	32,7701934	1,89242791
ICBF	2,44	83,8346683	32,7346683	1,87701105
ALCAZARES	2,43	83,7989972	32,6989972	1,86165724
EL COMUN	2,42	83,7631791	32,6631791	1,84636648
EL CALVARIO	2,41	83,7272126	32,6272126	1,83113878
EL CORRALITO	2,38	83,6184109	32,5184109	1,78583401
RINCON DEL PARAISO	2,38	83,6184109	32,5184109	1,78583401
VILLA ELENA	2,37	83,5818387	32,4818387	1,77085853
COLEGIO ARTEMIO MENDOZA	2,33	83,4339902	32,3339902	1,71158715
AQUINE ALTO III	2,32	83,3966315	32,2966315	1,69692694
AQUINE RESERVADO	2,27	83,2073889	32,1073889	1,62457173
AQUINE ALTO I	2,26	83,1690405	32,0690405	1,61028985
BELALCAZAR	2,21	82,9747172	31,8747172	1,53982627
CONDominio AQUINE	2,21	82,9747172	31,8747172	1,53982627
CENTENARIO	2,19	82,8957541	31,7957541	1,51208222
AQUINE I	2,15	82,735641	31,635641	1,45735077
VILLA JASMIN	2,14	82,6951472	31,5951472	1,44382555
CIUDAD REAL	2,13	82,6544638	31,5544638	1,43036338
AQUINE III	2,13	82,6544638	31,5544638	1,43036338
AQUINE II	2,13	82,6544638	31,5544638	1,43036338
AQUINE III SECTOR 3	2,09	82,4897975	31,3897975	1,37714525
AQUINE IV	2,02	82,1938991	31,0938991	1,28644112
BOMBEROS	1,86	81,4771306	30,3771306	1,09071947

Anexo S. Potencias de transmisión y pérdidas. Comuna 12.

SECTOR	Distancia (km.)	Lp (dB)	P _{TX} (dBm)	P _{TX} (vatios)
SENA CENTRO LOPE	4,1	88,3425489	37,2425489	5,29974397
CORPONARIÑO	4,07	88,2787599	37,1787599	5,22247049
CAMPIÑA DE ORIENTE	3,64	87,3088994	36,2088994	4,17724496
LA FLORIDA	3,59	87,1887607	36,0887607	4,06327366
LAS CABAÑAS	3,56	87,1158717	36,0158717	3,99564754
URBANIZACION GUALCALA	3,46	86,8683937	35,7683937	3,77432569
PUCALPA II	3,42	86,7673939	35,6673939	3,68756248
GIMNASIO LOS PINOS	3,41	86,7419593	35,6419593	3,66602932
VILLA ADRIANA MARIA	3,4	86,7164501	35,6164501	3,64455921
LA CAROLINA	3,32	86,5096334	35,4096334	3,47506829
CUJACAL BAJO	3,27	86,3778268	35,2778268	3,37118574
LAS ORQUIDEAS	3,27	86,3778268	35,2778268	3,37118574
VILLAS DEL VIENTO	3,27	86,3778268	35,2778268	3,37118574
PUCALPA I	3,26	86,3512238	35,2512238	3,35059839
PARQUE DE BAVIERA	3,24	86,297772	35,197772	3,30961287
MONSERRATE	3,21	86,2169724	35,1169724	3,24860749
EL PARAISO	3,2	86,1898713	35,0898713	3,22839847
BALCONES DEL ESTE	3,2	86,1898713	35,0898713	3,22839847
SINDAGUA	3,19	86,1626854	35,0626854	3,2082525
COLEGIO MILITAR COLOMBIA	3,18	86,1354142	35,0354142	3,1881696
EL MANANTIAL	3,15	86,0530828	34,9530828	3,1282992
ALTOS DE LA CAROLINA	3,12	85,9699636	34,8699636	3,06899629
INSTITUTO ENCARNACION ROSAL	3,11	85,9420795	34,8420795	3,04935477
VILLA RECREO	3,09	85,8860413	34,7860413	3,01026088
VILLA COLOMBIA	3,07	85,8296393	34,7296393	2,97141921
VILLA ROCIO	3,07	85,8296393	34,7296393	2,97141921
ANCIANATO	3,04	85,7443434	34,6443434	2,91362962
CARLOS PIZARRO	2,98	85,571197	34,471197	2,79975291
VILLAS DEL PRADO	2,94	85,4538184	34,3538184	2,72509619
EZEQUIEL MORENO	2,88	85,2747215	34,1747215	2,61500276
SIMON BOLIVAR	2,84	85,1532386	34,0532386	2,54286823
ALKOSTO	2,78	84,9677677	33,8677677	2,43655808
VILLA MARIA	2,77	84,9364671	33,8364671	2,41906041
SAN DIEGO NORTE	2,75	84,8735256	33,7735256	2,38425424

Anexo T. Mapa curvas de nivel de la ciudad de San Juan de Pasto.

