



**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MODELO FUNCIONAL DE UN RADIO
RECEPTOR FM COMPATIBLE CON EL EQUIPO TRANSMISOR “LISTEN LT – 800”**

Edgar Mauricio Pinzón Forero

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, E³T
Bucaramanga
2008



**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MODELO FUNCIONAL DE UN RADIO
RECEPTOR FM COMPATIBLE CON EL EQUIPO TRANSMISOR “LISTEN LT – 800”**

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

Edgar Mauricio Pinzón Forero

Director

Jorge Hernando Ramón Suárez, MSc.

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, E³T

Bucaramanga

2008

A DIOS.

*Porque entregándose a Él no
existen imposibles.*

**A MIS PADRES,
ALEJANDRO Y ESPERANZA**

*Porque aún más que la vida, a
ellos les adeudo absolutamente
todo lo que soy.*

**A MI HERMANO,
ORLANDO**

*Por ser siempre mi más grande
compañía, el mejor de los amigos*

**AL AMOR DE MI VIDA,
SANDRA HERRERA**

*Por ser ella y sólo ella la gran
fuente de mi inspiración*

Edgar Mauricio.

Índice General.

Introducción	1
1. Preliminar del Diseño	3
1.1. Sistemas de traducción simultánea	3
1.2. El equipo transmisor LISTEN LT-800	5
1.3. Análisis de soluciones existentes en el mercado	7
1.3.1. Listen LR-400	7
1.3.2. Listen LR-300	10
1.3.3. Williamssound WIR RX12 -4N.....	12
1.3.4. Sennheiser EK 1038	13
2. Requerimientos generales del diseño	15
3. Alternativas de Diseño.....	17
3.1. Propuesta para el componente electrónico	18
3.1.1. El TDA7021T como receptor de FM en la banda comercial	21
3.1.2. El TDA7021T en la banda de los 216MHz hasta los 217MHz	24
3.1.3. El receptor en los 216-217MHz con el TDA7021T en banda comercial mas un circuito mezclador.	29
3.1.4. El circuito regulador de voltaje.....	35
3.1.5. Antena del dispositivo.	35
3.1.6. Ajuste de la señal antes del mezclador.	37
3.1.7. Adecuación de la señal de audio.....	39
4. Selección de la alternativa a implementar	43
5. Comprobación de los circuitos.	45
6. Modificaciones y ajuste del diseño.	48
6.1. Adecuación final del TDA7021T	48
6.2. Ajuste del circuito antena-filtro	49

6.3. Adecuación y ajuste final del circuito mezclador.	50
7. Medición de Potencia y SNR del sistema.	54
8. Preparación del diseño para su presentación final.....	57
8.1. Selección de la batería.	57
8.2. Circuito de recarga de la batería	58
8.3. Circuito de encendido del sistema.	60
9. Construcción final del dispositivo.	61
10. Costos de producción	71
Observaciones y Conclusiones.	75
Recomendaciones y trabajo futuro.	78
Bibliografía.	80
ANEXOS	81

Índice de Tablas.

Tabla 1: <i>Diferentes canales de transmisión del LISTEN LT-800</i>	6
Tabla 2: <i>Características del receptor LISTEN LR-400</i>	7
Tabla 3: <i>Características del receptor LISTEN LR-300</i>	10
Tabla 4: <i>Características del receptor Williamssound WIR RX12-4N</i>	12
Tabla 5: <i>Características del receptor Sennheiser EK-1038</i>	13
Tabla 6: <i>Receptores de radio en un solo chip analizados y sus características</i>	19
Tabla 7: <i>Principales características de la batería seleccionada</i>	58
Tabla 8: <i>Características del dispositivo final diseñado</i>	69
Tabla 9: <i>Relación de elementos electrónicos del diseño y sus respectivos costos</i>	72
Tabla 10: <i>Totalización de costos de producción del equipo completo</i>	74

Índice de Figuras.

Figura 1: <i>División en subsistemas del equipo a diseñar.</i>	17
Figura 2: <i>Diagrama de bloques del receptor de radio a diseñar.</i>	18
Figura 3: <i>Configuración interna del TDA7021T</i>	22
Figura 4: <i>Receptor FM mono en banda comercial con base en uso del TDA7021T</i>	23
Figura 5: <i>Circuito impreso del receptor en banda comercial con base en el TDA7021T</i>	24
Figura 6: <i>Receptor en la banda de los 216MHz a los 217MHz. (Sintonía con base en capacitor variable)</i>	25
Figura 7: <i>Capacitancia del BB201 en función de su tensión inversa</i>	26
Figura 8: <i>Circuito del receptor en la banda de los 216MHz a los 217MHz. (Sintonía con base en diodo varicap)</i>	28
Figura 9: <i>Receptor en la banda de los 216MHz a los 217MHz. (Sintonía con base en diodo varicap)</i>	28
Figura 10: <i>Diagrama de bloques del sistema de recepción en 216 a 217MHz haciendo uso de un mezclador</i>	30
Figura 11: <i>Efecto de la mezcla con un tono de frecuencia f_{osc} con una señal de entrada de frecuencia 216.5MHz</i>	30
Figura 12: <i>Configuración interna del circuito mezclador UPC2756TB</i>	31
Figura 13: <i>Circuito mezclador con oscilador local a 314.5MHz</i>	31
Figura 14: <i>Circuito TDA7021T para sintonía con un capacitor variable (86.8MHz-112.1MHz)</i>	33
Figura 15: <i>Circuito TDA7021T para sintonía con varicap ZMDC953 (86.8MHz-112.1MHz)</i>	33
Figura 16: <i>Curva característica del diodo varicap ZMDC953 Capacitancia (C_j) Vs tensión inversa(V_R)</i>	34

Figura 17: <i>Distribución de pines y configuración del NJM2880U21 (regulador 2.1V)</i>	35
Figura 18: <i>Configuración de un conector de audífonos para implementación de antena</i>	37
Figura 19: <i>Diagrama de bloques del receptor de FM para señales desde 216MHz a 217MHz sin adecuación de la señal de audio</i>	39
Figura 20: <i>Circuito controlador del nivel de la señal de audio</i>	40
Figura 21: <i>Amplificador de audio con controlador de volumen (LM4865)</i>	41
Figura 22: <i>Diagrama de bloques del receptor completo para la recepción de señales del LISTEN LT-800</i>	42
Figura 23: <i>Nueva configuración de conector de audio para antena y filtro pasa-banda</i>	44
Figura 24: <i>Circuito sintonizado de entrada de señal al TDA7021T</i>	45
Figura 25: <i>Resultados comprobación mixer UPC2756TB con frecuencia de oscilador local de 314,5MHZ</i>	47
Figura 26: <i>Circuito demodulador modificado en la banda de 50MHz-70MHz</i>	49
Figura 27: <i>Modificación final del circuito filtro-antena</i>	50
Figura 28: <i>Modificación final del circuito mezclador</i>	50
Figura 29: <i>Curva característica del diodo varicap BB202</i>	51
Figura 30: <i>Resultados de la prueba de funcionamiento del Mezclador ajustado</i>	52
Figura 31: <i>Señal de FM trasladada con el Mezclador UPC2756TB a 60.7MHz</i>	53
Figura 32: <i>Medición de la relación señal a ruido de l salida de audio del sistema</i>	56
Figura 33: <i>Batería seleccionada para alimentar el sistema</i>	57
Figura 34: <i>Distribución de pines y configuración del STC4054 para recargar baterías de ion de litio</i>	59

Figura 35: <i>Circuito de encendido y apagado del sistema</i>	60
Figura 36: <i>Circuito impreso a partir de la forma de la carcasa.</i>	61
Figura 37: <i>Dimensiones de la tarjeta y principales componentes electrónicos de interacción</i>	62
Figura 38: <i>Componentes electrónicos ubicados en la tarjeta</i>	62
Figura 39: <i>Coordenadas y posicionamiento de los elementos electrónicos de interacción</i>	63
Figura 40: <i>Coordenadas y ubicación de los LEDs indicadores de encendido y recarga de batería</i> .	63
Figura 41: <i>posicionamiento de la batería y del elemento sujetador de la misma (vista posterior del impreso)</i>	64
Figura 42: <i>Pads para soldadura de pieza de enganche de batería, dimensiones, posición y coordenadas</i>	65
Figura 43: <i>Pieza para enganchar la batería y detalle de la ejecución del enchance</i>	65
Figura 44: <i>Trazado del circuito impreso del dispositivo. Anverso y reverso.</i>	67
Figura 45: <i>Circuito impreso físico del diseño con montaje final de las partes electrónicas Anverso y reverso</i>	67
Figura 46: <i>Posicionamiento en el circuito impreso de las diferentes etapas del sistema</i>	68
Figura 47: <i>Presentación final del dispositivo diseñado.</i>	69

Índice de Anexos.

ANEXO 1: <i>Encuesta exploratoria.</i>	81
ANEXO 2: <i>Hoja de datos del TDA7021T.</i>	85
ANEXO 3: <i>Hoja de datos mezclador UPC2746TB.</i>	98
ANEXO 4: <i>Hoja de datos Regulador 2.1V NJM2880.</i>	104
ANEXO 5: <i>Hoja de datos amplificador de audio con controlador de volumen LM4865.</i>	113
ANEXO 6: <i>Patente de antena usando cable de audifonos (Sony Corporation)</i>	129
ANEXO 7: <i>Patente de antena usando cable de audifonos (Nokia Corporation)</i>	136
ANEXO 8: <i>Hoja de datos chip de recarga de batería STC4054.</i>	145
ANEXO 9: <i>Declaración sobre derechos de Autor.</i>	162

RESUMEN

TÍTULO: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MODELO FUNCIONAL DE UN RADIO RECEPTOR FM COMPATIBLE CON EL EQUIPO TRANSMISOR “LISTEN LT – 800”**

AUTOR: PINZÓN FORERO, Edgar Mauricio.**

PALABRAS CLAVE: Radio, Receptor, FM, Transmisor, LISTEN, Instituto, Lenguas, Traducción, simultánea, TDA7021T.

Descripción

Este proyecto tiene como su principal propósito la constitución de un dispositivo de recepción de radio en FM según las características del transmisor *LISTEN LT-800*, que posee el Instituto de Lenguas de la Universidad Industrial de Santander, de la familia de productos *LISTENTENCH*, especializada para sistemas de traducción simultánea.

En este documento se presenta el proceso de diseño y construcción del dispositivo receptor con base en el uso del chip receptor de radio TDA7021T de Phillips. El receptor diseñado finalmente es un equipo portátil que funciona en cualquiera de los canales de transmisión del transmisor LISTEN LT-800 consumiendo una potencia de 44,81 mW y ofreciendo una calidad de audio representada por una relación señal a ruido, SNR, de 45 dB. La batería de Ión de Litio que alimenta el circuito proporciona una autonomía, funcionamiento ininterrumpido, del receptor de radio de alrededor de 20 horas.

El resultado del desarrollo de este proyecto constituye un material importante a tener en cuenta por parte del Instituto de Lenguas de la UIS en el momento en que se decida mejorar el actual sistema de traducción simultanea añadiendo varios equipos receptores. Por esta razón en este documento se hace un análisis de costos de producción de una serie de 500 receptores y se realiza una comparación con las opciones presentes en el mercado.

* Trabajo de Grado

** Facultad de Ingenierías Físicomecánicas. Ingeniería Electrónica. Jorge Hernando Ramón Suárez

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND CONSTRUCTION OF A FUNCTIONAL MODEL OF AN FM RADIO RECEIVER COMPATIBLE WITH THE TRANSMITTER DEVICE "LISTEN LT-800"*

AUTHOR: PINZÓN FORERO, Edgar Mauricio.**

INDEX TERMS: Radio, Receiver, FM, Transmitter, LISTEN, Language, Institute, Simultaneous, Interpretation, Translation, TDA7021T.

Description

This project has as its main purpose the constitution of a device for FM radio reception according to the characteristics of the transmitter LISTEN LT-800, owned by the Language Institute of the Universidad Industrial de Santander, from the family of products *LISTENTECH*, specialized about simultaneous interpreting systems.

In this document it's presented the design and construction process of the receiver device based on the use of the single chip radio receiver TDA7021T by Phillips. Finally, the designed receiver is a portable equipment that works for any of the transmission established channels of the transmitter LISTEN LT-800, consuming 44,81 mW of power, and offering a sound quality represented by its signal noise ratio, SNR, of 45dB. The provided Lithium Ion Battery that feeds the circuit allows the receiver to work with autonomy, uninterrupted functioning, for about 20 hours.

The result of the development of this project represents a very important material to take in account by the Language Institute of the UIS, at the time when the Institute decides to improve the current simultaneous interpretation system by adding more receiver devices. For this reason, in this document you can find a cost analysis for the production of a series of 500 receivers and there is a comparing between designed receiver and the options you can find nowadays in the market.

* Degree Project

** Faculty of Physicmechanical Engineering. Electronics Engineering. Jorge Hernando Ramón Suárez.

Introducción

Desde sus inicios, la radio le ha posibilitado al hombre alcanzar diversos objetivos, la mayoría de éstos relacionados con la difusión de información en lenguaje común (idiomas escritos y hablados); otras aplicaciones de la radio tienen que ver con la transmisión de datos entre dispositivos, pero en definitiva la radio representa un enorme avance en la facilitación de las comunicaciones.

Así, la recepción de radio se ha convertido actualmente en un servicio más de muchos equipos electrónicos de entretenimiento y comunicación, razón por la cual es común encontrar que señales de radio pueden ser recibidas desde teléfonos celulares, hasta en agendas digitales, o en reproductores de música y video, para el entretenimiento e información del público en general. De la misma manera en que los equipos de radio reciben la señal de canales comerciales, los cuales normalmente emiten música y noticias, otros equipos utilizan el mismo concepto sólo que haciendo uso de diferentes frecuencias del espectro electromagnético, disponibles para uso en aplicaciones más específicas y especializadas para una población aún más delimitada.

Gracias a la gran capacidad que ofrece la radio para la difusión y recepción de información, se han desarrollado los sistemas de traducción simultánea; sistemas con los cuales se han logrado romper las barreras que imponen los idiomas, unificando así el conocimiento y enlazando culturas que en el pasado permanecían ajenas entre sí contribuyendo en el fenómeno de la globalización.

La traducción simultánea es un sistema muy utilizado en el exterior por universidades, compañías, museos y empresas del sector turístico, las cuales por intermedio de un traductor, y de equipos de emisión y recepción de radio pueden comunicar cualquier tipo de información a usuarios de diferentes nacionalidades e idiomas, permitiendo que el conocimiento ya no sea pertenencia de unos pocos sino del mundo en general.

Actualmente, la Universidad Industrial de Santander está actualizando y modernizando el Instituto de Lenguas a través de la inclusión de equipos necesarios para conformar un sistema de traducción simultánea acorde a las necesidades del mismo ente educativo y de la región en general; de esta manera, este proyecto busca ser una herramienta para la consecución de equipos de recepción de radio compatibles con el dispositivo transmisor *Listen LT-800*, adquirido con anterioridad por la Universidad, siendo éstos los primeros de su clase que se desarrollen a partir de un estudio en

nuestra Alma Máter que derive en la obtención de un equipo, diseñado acorde con los parámetros y gustos tanto de usuarios potenciales, como de auxiliares de sala y posibles compradores directos de dicho elemento electrónico.

Así, en este documento se verá descrito todo el proceso que se llevó a cabo para desarrollar el dispositivo que busca la ejecución de este proyecto: el diseño y la construcción de un dispositivo receptor de radio en FM que tenga como característica principal la compatibilidad con el transmisor *Listen LT-800* que posee el Instituto de Lenguas, es decir, que funcione en al menos uno de los canales de transmisión establecidos por el dispositivo en mención, condicionando su funcionamiento a un consumo de potencia inferior a 80mW y con una relación señal a ruido mayor que 40dB, tal y como se especificó en los objetivos al proponer el proyecto.

Se iniciará, situando al lector en contexto, con una descripción sobre los sistemas de traducción simultánea procedida de una descripción de las características del equipo transmisor *Listen LT-800* que posee el Instituto de Lenguas e inspira el desarrollo de este proyecto. Además, posteriormente, se desglosan algunos equipos disponibles en el mercado que podrían representar una solución posible al problema planteado donde podrá observarse que sus elevados precios y cualidades justifican la elaboración del presente trabajo. Finalmente se definirán las especificaciones del dispositivo a construir y todo el proceso de diseño hasta obtener el equipo que se propone como solución al problema planteado.

Anotación Importante: Este proyecto fue concebido como un trabajo de interacción interdisciplinaria entre las carreras de Ingeniería Electrónica y de Diseño Industrial, de modo tal que inicialmente se trabajó de manera conjunta como un sólo proyecto de las dos escuelas, aunque finalmente se decidió hacer entrega independiente de los resultados del mismo en cada una de ellas. Los resultados relacionados con el área concerniente a la escuela de Diseño Industrial se encuentran en el documento del proyecto inscrito bajo el título “*Interface física para un radio receptor en FM, diseño y construcción*”. Por esta razón, ambos documentos contienen apartes producto del trabajo común realizado durante el desarrollo del proyecto y es posible observar, en este trabajo, que se hace referencia en algunas ocasiones a *los autores* aunque este documento sea presentado por sólo uno de ellos.

1. Preliminar del Diseño.

Antes de iniciar con el análisis del diseño del dispositivo que ocupa el estudio de este proyecto de grado, es de suma importancia ubicar al lector dentro del contexto de aplicación del mismo de manera que desde un principio sean claros los objetivos de desarrollo del actual proyecto.

Se busca con este trabajo el diseño y la construcción de un equipo de recepción de radio en FM que funcione bajo las características de emisión de radio del transmisor *LISTEN LT-800*; adquirido por la UIS para un uso específico en aplicaciones de traducción simultánea.

1.1. Sistemas de traducción simultánea.

Los sistemas de traducción simultánea son un conjunto de personal y equipo especializado con la capacidad de comunicar de un idioma a otro un mensaje expresado. Dicha interpretación simultánea, permite que la interacción entre el conferencista (o quien emite el mensaje) y la audiencia (o quien recibe el mensaje), se realice de manera absolutamente transparente y en tiempo real, superando efectivamente la barrera del idioma.

Funcionamiento del equipo de traducción simultánea

“Un equipo de interpretación simultánea consiste en un sistema cerrado de transmisión que envía una señal FM a una cantidad indefinida de receptores personales en poder de la audiencia. Cada participante recibe para su uso durante una conferencia un receptor pequeño y liviano con control independiente de volumen que le permite escuchar la interpretación simultánea mientras se sienta libremente en la zona de su elección o se moviliza por el salón y áreas adyacentes hasta alrededor de 100 metros de distancia del transmisor. Los intérpretes por lo general utilizan audífonos con control independiente de volumen para escuchar al conferencista o a quien esté utilizando el micrófono en ese momento”.

Tipos de intérpretes

El personal capacitado para traducir o interpretar la información, tiene un amplio conocimiento del comercio global, la industria, el transporte, la cultura y la manera de pensar de personas de diferentes nacionalidades y pueden prestar sus servicios desde un ambiente formal, como una macro

rueda, una conferencia o una visita guiada por una importante multinacional, hasta acompañar al cliente interesado en la interpretación, en asuntos de carácter personal, como vistas a centros médicos, citas con asesores legales o contrataciones de servicios.

– Interpretes de conferencia

“Los intérpretes de conferencia hablan al mismo tiempo que el conferencista, interpretando al otro idioma, y usando equipo como son audífonos, cabinas micrófonos, etc. Otro modo de trabajar es en forma individual con un cliente, donde el intérprete utiliza una técnica que se llama susurro, e interpreta cerca del oído del escucha”.

– Interpretes acompañantes

“Un interprete acompañante, es una persona que acompaña a otra o a un pequeño grupo de personas a hacer recorridos de plantas, entrevistas, visitas de campo o a alguna situación en donde una solo persona puede hacer la interpretación”.

Tomando como referencia los tipos de intérpretes, los servicios que ellos prestan y teniendo en cuenta el lugar y el evento que requiera la interpretación simultánea, se puede disponer tanto de equipos fijos como móviles, con lo cual se puede transformar cualquier oficina, cubículo o sala de reuniones en un verdadero centro de conferencias o conversaciones entre asistentes de diferentes idiomas, permitiendo una excelente y transparente comunicación.

Equipamientos técnicos (sistema fijo)

“Este es el tradicional sistema de interpretación simultánea. Los intérpretes trabajan desde una cabina con aislamiento acústico y transmiten la traducción, de manera simultánea, al público, quien la recibe a través de los receptores cableados correspondientes”.

Equipo portátil para interpretación simultánea

“Este sistema permite utilizar la modalidad de interpretación, con la gran ventaja de que no requiere el armado previo del salón con ningún tipo de cableado y de que puede utilizarse tanto en salones grandes como en pequeños en los que no cabría una cabina de interpretación. Los intérpretes no

trabajan necesariamente desde una cabina, sino que se ubican en algún lugar del salón y, en voz baja, realizan la traducción simultánea que el público recibe a través de sus receptores”⁽¹⁾⁽²⁾¹

1.2. El equipo transmisor LISTEN LT-800.⁽³⁾

El LISTEN LT-800 es un transmisor de radio de Frecuencia Modulada, FM, del cual se construyen dos versiones, una que trabaja en la banda comprendida entre los 72 y 76MHz. y otra en el intervalo que va desde los 216 a los 217MHz. ambos modelos del transmisor pueden emitir radio en 57 canales, los cuales son, unos de banda ancha y otros de banda angosta, dentro de los intervalos de frecuencia especificados para cada uno, es decir que, las bandas descritas se dividen en 57 porciones de frecuencia en las cuales se pueden realizar las transmisiones de radio con una relación señal-ruido (SNR, *signal-noice ratio*) entre los 50dB y 80dB.

En el caso del equipo disponible en la Universidad Industrial de Santander, se cuenta con la versión del transmisor que opera en la banda de los 216 a los 217MHz para la cual se especifica un número de 19 canales de banda ancha y 38 de banda angosta, sumando el total de 57 canales, como se acotó anteriormente. El equipo tiene especificada una respuesta en frecuencia de audio desde los 63Hz hasta 10kHz, ancho de banda que permite que las señales transmitidas contengan datos audibles, en un buen receptor, con un nivel aceptable de calidad.

La FCC (*Federal Communication Commission*) regula las características de los transmisores que operan a la banda de frecuencias que va de los 216MHz a los 217MHz, estableciendo que la potencia de la señal de salida no debe superar los 100mW (20dBm) como que tampoco ninguna transmisión realizada en esta porción del espectro electromagnético debe superar un ancho de banda de 50kHz.⁽⁴⁾⁽⁵⁾

En la *Tabla 1*, se muestran los diferentes canales en los cuales puede transmitir el LISTEN LT-800, disponible en la Universidad, con su respectiva denominación (nombre dado a cada canal por el constructor). Las filas sombreadas corresponden a los canales de banda ancha (50kHz), mientras que los demás corresponden a canales de banda angosta (25kHz). Con este dispositivo, en un

¹ Los números en superíndice entre paréntesis refieren a citas bibliográficas. La bibliografía puede ser consultada al final del documento.

tiempo determinado, sólo es posible realizar la emisión de datos únicamente en uno de los canales expuestos.

Tabla 1: Diferentes canales de transmisión del LISTEN LT-800.

216MHz Range			
Channel	Frequency	Channel	Frequency
1A	216.0125	2K	216.5250
2A	216.0250	3K	216.5375
3A	216.0375	1L	216.5625
1B	216.0625	2L	216.5750
2B	216.0750	3L	216.5875
3B	216.0875	1M	216.6125
1C	216.1125	2M	216.6250
2C	216.1250	3M	216.6375
3C	216.1375	1N	216.6625
1D	216.1625	2N	216.6750
2D	216.1750	3N	216.6875
3D	216.1875	1P	216.7125
1E	216.2125	2P	216.7250
2E	216.2250	3P	216.7375
3E	216.2375	1R	216.7625
1F	216.2625	2R	216.7750
2F	216.2750	3R	216.7875
3F	216.2875	1S	216.8125
1G	216.3125	2S	216.8250
2G	216.3250	3S	216.8375
3G	216.3375	1T	216.8625
1H	216.3625	2T	216.8750
2H	216.3750	3T	216.8875
3H	216.3875	1U	216.9125
1J	216.4125	2U	216.9250
2J	216.4250	3U	216.9375
3J	216.4375	1V	216.9625
1K	216.5125	2V	216.9750
		3V	216.9875


Fuente: Hoja de datos LISTEN LT-800.

1.3. Análisis de soluciones existentes en el mercado

Como punto de partida en el reconocimiento del problema planteado, se adquirió información acerca de equipos presentes actualmente en el mercado que tiendan a solucionar de manera similar el mismo, analizando y evaluando sus diversas características y prestaciones tanto formales como funcionales y de uso, que sirvan de referencia para una definición más exacta del problema en cuestión. A continuación se presentan los equipos analizados.

1.3.1. Listen LR-400.⁽⁶⁾

Tabla 2: Características del receptor LISTEN LR-400.

<p>LR 400 (216Mhz)</p>	
<p>SEÑAL</p>	<p>Tiene 19 canales de banda ancha y 38 canales de banda angosta entre los 216 y 217 MHz</p>
<p>CONTROLES</p>	<p>Mandos de usuario: Volumen, canal arriba – abajo, buscador.</p> <p>Programar: La selección del canal puede deshabilitarse sosteniendo el botón SEEK (búsqueda) por 5 segundos.</p>
<p>INDICADORES</p>	<p>LCD display: Indica el canal, la fuerza de la señal del rango de frecuencia (FR), estado del bloqueo.</p> <p>LED: Rojo, ilumina cuando se enciende el equipo, titila cuando las baterías están bajas, cuando esta cargado y cuando el usuario cierra y deshabilita la búsqueda e intenta buscar otro canal.</p>
<p>PODER</p>	<p>2 baterías AA, Alcalina o recargable (NiMH)</p> <p>Vida de baterías: Alcalina – 30 horas. Recargable – 15 horas.</p>

<p align="center">CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DEL EQUIPO</p>	<p>Dimensiones: 7.6 cm. de ancho x 2.5 cm. de espesor x 13 cm. De alto.</p> <p>Peso: Con baterías – 164.4 gramos. Sin baterías – 111 gramos.</p> <p>Puerta: Puerta con seguro manual, protege los controles de arriba – abajo y de búsqueda automática.</p>
<p align="center">AMBIENTE</p>	<p>Temperatura de operación: de -10 a 40 ° C</p> <p>Temperatura de almacenamiento: de -20 a 50 ° C</p> <p>Humedad: de 0 a 95 % de humedad relativa</p>
<p align="center">ELEMENTOS DEL SISTEMA FUERA DE LA PUERTA DE PROTECCIÓN</p>	<p>Control de encendido – apagado y volumen</p> <p>Led</p> <p>Toma de entrada para audífonos o auricular</p> <p>Display (pantalla LCD)</p> <p>Toma de entrada para recargar baterías</p>
<p align="center">ELEMENTOS DEL SISTEMA DENTRO DE LA PUERTA DE PROTECCIÓN</p>	<p>Botones de selección de canal arriba – abajo</p> <p>Botón de búsqueda automática de canal y bloqueo del mismo</p> <p>Las baterías</p> <p>El interruptor (switch) de selección de baterías</p> <p>El interruptor (SQ) Filtro para mayor calidad de recepción</p> <p>Sistema de bloqueo de la puerta de protección</p>
<p align="center">NOTAS</p>	<p>Para bloquear y desbloquear la puerta de acceso frontal es necesario una navaja o un destornillador pequeño y girar los seguros a la posición indicada, estos seguros se encuentran a cada lado del equipo.</p> <p>Para mover el interruptor de selección de baterías y del SQ (Squelch), también se necesita de una navaja o un destornillador pequeño.</p>

	<p>NOTA DE PRECAUCIÓN: No ponga el interruptor en la posición para baterías recargables si no esta usando este tipo de baterías, pues cargar baterías no recargables, puede producir un daño físico, destruir el equipo o producir fuego.</p> <p>Squelch – Esta propiedad es importante, si hay otro transmisor enviando información por otro canal en otra sala y nuestro receptor alcanza a detectarla, pero lo que no se quiere es que esto ocurra, con esto se bloquea.</p>
<p>MERCADO</p>	<p>Fabricante: LISTENTECH</p> <p>Precio: US \$ 156.00*</p>

Fuente: Los autores

*Fuente: <http://www.yoursoundsource.com/listen-lr-400-216.html>

Es importante aclarar, en este punto, que de este modelo es que la Universidad Industrial de Santander posee un pequeño número de receptores

Ventajas:

- Su valor es intermedio en comparación a los equipos encontrados en el mercado para dichos sistemas de traducción.
- Presenta una pantalla LCD que le muestra al usuario el estado del equipo, señal de recepción, canal y carga de batería.
- La antena es el mismo cable del auricular.
- Se puede utilizar en diversos ambientes, desde presentaciones formales hasta eventos informales.
- Plantea un control supresor de ruido.

Desventajas:

- El equipo debe ser utilizado bajo la dirección de un auxiliar o personal capacitado, pues tiene ciertos controles escondidos bajo una compuerta de seguridad los cuales no son fáciles de abrir
- Ya que puede usarse con batería recargable o alcalina, solo personal capacitado puede determinar cual batería utilizar y hacer el cambio necesario de acuerdo a las necesidades de uso del equipo. Si alguien utiliza baterías recargables y el equipo estaba regulado para recibir baterías alcalinas, puede causar un accidente en el equipo.

- El tamaño del equipo, su textura y su forma pueden causar que el equipo se deslice de las manos mientras esta en uso.
- El interruptor para evitar interferencias esta en un lugar poco accesible aun para el personal capacitado que pueda manejar el equipo.
- El tipo de bloqueo de la compuerta frontal de seguridad es complicado de entender aun para el auxiliar a cargo de estos equipos.
- Por su tamaño aparenta ser muy pesado.

1.3.2. Listen LR-300.⁽⁶⁾

Tabla 3: Características del receptor LISTEN LR-300.

LR 300	
DESCRIPCIÓN	Radio receptor digital.
CARACTERÍSTICAS	17 canales Rango de frecuencia entre 216 – 217 MHz Antena como cable de auricular Señal a ruido de 60 a 80 dB Control para tipo de batería (alcalina o NiMH) Control de volumen y canal que puede ser bloqueado Led indicador de encendido, batería y bloqueo Temperatura de funcionamiento (-10 a 40 ° C) Temperatura de almacenamiento (-20 a 50 ° C) 0 a 95 % de humedad relativa
ESTRUCTURA	Carcasa, led indicador, pilas, pinza sujetadora puerta de acceso y protección de controles internos.

USO	Conferencias, Interpretación de lenguaje, Centros de convenciones, Clases académicas, Guías turísticas.
MERCADO	Fabricante: LISTENTECH Precio: US \$ 95.00*

Fuente: Los autores.

*Fuente: <http://www.yoursoundsource.com/listen-lr-300-072.html>

Ventajas:


- En comparación con otros equipos utilizados para sistemas de traducción, éste es económico.
- Se puede utilizar en diversos ambientes, desde presentaciones formales hasta eventos informales.
- La antena para recepción esta determinada por el mismo cable del auricular, es decir se convierten en uno solo.
- Maneja un control supresor de ruido.

Desventajas:

- No posee pantalla LCD para mostrar el estado del equipo, ya sea para indicar batería, canal elegido o señal de recepción.
- El equipo debe ser utilizado bajo la dirección de un auxiliar o personal capacitado, pues tiene ciertos controles escondidos bajo una compuerta de seguridad los cuales no son fáciles de abrir
- Ya que puede usarse con batería recargable o alcalina, solo personal capacitado puede determinar cual batería utilizar y hacer el cambio necesario de acuerdo a las necesidades de uso del equipo. Si alguien utiliza baterías recargables y el equipo estaba regulado para recibir baterías alcalinas, puede causar un accidente en el equipo.
- El tamaño del equipo, su textura y su forma pueden causar que el equipo se deslice de las manos mientras esta en uso.
- El interruptor para evitar interferencias esta en un lugar poco accesible aun para el personal capacitado que pueda manejar el equipo.
- El tipo de bloqueo de la compuerta frontal de seguridad es complicado de entender aun para el auxiliar a cargo de estos equipos.
- Por su tamaño aparenta ser muy pesado.

1.3.3. Williamssound WIR RX12 -4N.⁽⁷⁾

Tabla 4: Características del receptor Williamssound WIR RX12-4N

WIR RX12-4N	
DESCRIPCIÓN	Radio receptor.
CARACTERÍSTICAS	<p>4 canales de recepción</p> <p>Opera entre los 2.3 y 3.8 MHz de frecuencia</p> <p>Botón de encendido-apagado y volumen en uno</p> <p>Puede ser usado como mono o estéreo</p> <p>Batería de 1.5 voltios (AA) alcalina, 60 horas de vida</p> <p>Batería de 1.2 voltios (AA) NiMH recargable, 30 horas de vida</p> <p>Switch rotatorio para cambio de canal</p> <p>Señal a ruido de 60 dB</p> <p>5 años de garantía</p>
ESTRUCTURA	Carcasa, pilas, pinza sujetadora, peso de 127 g con baterías, tamaño de 9.2 x 6 x 2.2 cm.
USO	Conferencias, Cursos, Auditorios, Clases académicas, Guías turísticas, Teatros.
MERCADO	Fabricante: WILLIAMS SOUND CORP Precio: US \$ 169.00*

Fuente: Los autores.

*Fuente: <http://www.williamssound.com/assets/CSPPRLExp.pdf>

Ventajas:

- Puede ser usado como receptor mono o estéreo.
- Se utiliza para una amplia cantidad de ambientes.
- Presenta una forma y textura acertadas para su agarre.
- Todos los controles están en el exterior del equipo, es decir, no hay mandos escondidos.

Desventajas:

- Es de costo alto en comparación con otros equipos y las características que plantea.
- Pocos canales de recepción.
- Tiene menos prestaciones que otros equipos (pantalla de visualización).
- No tiene control supresor de ruido.

1.3.4. Sennheiser EK 1038.⁽⁸⁾**Tabla 5:** Características del receptor Sennheiser EK-1038

EK 1038	
DESCRIPCIÓN	Radio receptor, con control de volumen que opera de apagado-encendido, los controles se cambian con una tecla “arriba/abajo”, display que muestra el canal seleccionado e índice de batería, tecla para bloqueo de canal
CARACTERÍSTICAS	16 canales pre-programados en el rango de 830-866 MHz Supresor de ruido “squelch” para operación libre de interferencia Contactos para recargar el paquete de batería recargable BA 2015 directamente en el receptor
ESTRUCTURA	Carcasa, pilas, clip para cinturón, antena, pantalla LCD, cubierta de metal
USO	Visitas guiadas o guías turísticas
MERCADO	Fabricante: SENNHEISER Precio: US \$ 349.927 *

Fuente: Los autores.

*Fuente: www.thomann.de/es/sennheiser_componentes_para_instalaciones_inalambricas_sennheiser.html

Ventajas:

- Tiene un control supresor de ruido.
- La batería se recarga directamente en el receptor.
- Tiene una pantalla LCD de visualización que muestra el estado del equipo.
- Tiene una cubierta metálica, lo que mejora su durabilidad.

Desventajas:

- Tiene una antena de recepción que puede llegar a incomodar al usuario.
- Es muy costoso en comparación con otros equipos que ofrecen características similares.
- Es muy costoso en comparación con otros equipos que ofrecen características similares.

2. Requerimientos generales del diseño.

Generar los requerimientos de un dispositivo electrónico es el punto de partida para el diseño del mismo. Para el caso que preocupa al desarrollo de este proyecto, se inició la búsqueda de los requerimientos teniendo en cuenta principalmente las características del transmisor *Listen LT-800*. Además, se utilizó para el mismo fin una estrategia de recopilación de información a través de la elaboración de una encuesta exploratoria de opinión (ver *ANEXO 1*), que apoyase la definición de los requerimientos del equipo a construir.²

Como resultado de esta generación de requerimientos se enuncian únicamente, en este documento, los atinentes al componente electrónico.

Así, el receptor a construir deberá funcionar en al menos uno de los canales especificados dentro de la banda de los 216 MHz a los 217MHz; Se analizará la factibilidad de construir un receptor que funcione en más de un canal para dejar abierta la posibilidad de traducir a más de un idioma en el caso de que la universidad decida adquirir un nuevo equipo transmisor.

Se planteará un equipo de bajo consumo de potencia, especificando como un valor prudente una potencia no superior a 80 mW, permitiendo así el uso de baterías, preferiblemente recargables.

Se especificará una relación señal a ruido que permita la obtención de señales de audio inteligibles para lo cual se decide una SNR no inferior a 40 dB.

Además, teniendo en cuenta que el dispositivo diseñado será utilizado en un sistema de interpretación simultánea se sugiere que sea éste un sistema de audio mono, de modo que el oyente pueda percibir la entonación del expositor en lenguaje extranjero mientras que por un solo audífono reciba la traducción de la exposición realizada.

En cuanto a la autonomía del equipo, la batería debe tener una duración en funcionamiento continuo cercana a las 8 horas, de modo que en una jornada normal de conferencias el equipo pueda ser usado durante cualquier tiempo que la misma lo requiera o lo exija.

² El análisis y los resultados de la encuesta exploratoria pueden consultarse en el documento “*Interface física para un radio receptor en FM, diseño y construcción*”.⁽¹²⁾

Para garantizar un tamaño del componente electrónico de dimensiones reducidas se decidió el uso de componentes electrónicos de montaje superficial, que permitan un mayor aprovechamiento del área al momento de diseñar el circuito impreso. Además bajo este mismo propósito de reducción de tamaño se buscará una solución al problema de diseño en el que el número de componentes electrónicos sea el menor posible ayudando además este aspecto en la economicidad del dispositivo.

3. Alternativas de Diseño

Para el desarrollo de los conceptos a evolucionar se hace una división en subsistemas del equipo a desarrollar, permitiendo definir mejor la generación de las propuestas y aumentar la efectividad del trabajo interdisciplinar.



Figura 1: División en subsistemas del equipo a diseñar.

Fuente: Los autores.

Descripción de los Subsistemas:

Sistema Electrónico: Comprende todos los componentes electrónicos y eléctricos necesarios para la elaboración del circuito y su funcionamiento, elección de banda, especificación de potencia, chip receptor de radio, etc. Determinantes para una óptima recepción de señal.

Carcasa (Sistema de protección) Comprende los elementos físicos de ensamble y contención, donde se instalarán los otros sistemas, además de ser el principal cuerpo de interacción entre el equipo y el usuario final.

Sistema Auditivo: Auricular monoaural; sistema que, como su nombre lo indica, tiene salida a un oído únicamente. Comprende una salida de audio, instalada en una carcasa con forma y dimensiones necesarias para la correcta ubicación al oído. Además, consta del elemento conector al

cuerpo del equipo radio receptor. Este sistema no se diseñará debido a que en el mercado se encuentran este tipo de dispositivos a precios muy económicos y no vale la pena incurrir en dicho costo de fabricación; tan solo se determinará cual equipo de los que nos presenta el mercado será el que mejor se ajuste a las necesidades del equipo a diseñar.

En este documento únicamente se relacionará lo concerniente a las alternativas de diseño del sistema electrónico.³

3.1. Propuesta para el componente electrónico

Como ya se ha acotado anteriormente, las características del componente electrónico son determinadas prácticamente en su totalidad por las especificaciones del equipo transmisor LISTEN LT-800. De esta manera el objetivo de diseño de este proyecto, en su parte electrónica, es el desarrollo de un dispositivo capaz de demodular señales de radio en FM, con información audible, dentro del rango de frecuencias comprendido entre los 216MHz los y 217MHz, en canales con un ancho de banda máximo de 50kHz con valores de potencia de portadora que rondan entre los -10dBm y -70dBm. La *Figura 2* es una representación en diagrama de bloques del sistema de recepción de radio a diseñar.

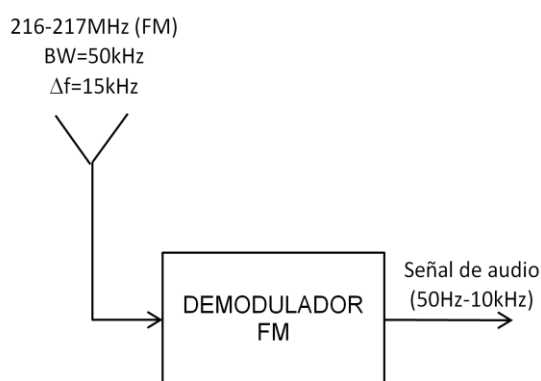


Figura 2: Diagrama de bloques del receptor de radio a diseñar.

Fuente: El autor.

³ Las propuestas sobre el sistema de protección pueden ser consultadas en el documento “*Interface física para un radio receptor en FM, diseño y construcción*”.⁽¹²⁾

En primera instancia se planteó la posibilidad de construir un equipo receptor de radio FM con base en el uso de un PLL teniendo en cuenta los conceptos teóricos de su funcionamiento. Para este cometido se realizó un estudio de diferentes PLLs en circuitos integrados, entre los cuales datan el *LM565*, el *LM568* y el *74HCT9046A* entre otros. Pronto la idea de construir el equipo partiendo de este punto fue desechada teniendo en cuenta que su implementación hacía necesario el uso de demasiados componentes electrónicos aparte del PLL para la constitución de filtros y diferentes etapas de adecuación de las señales procesadas; razón que además de provocar grandes tamaños del circuito impreso a diseñar, genera la certeza de construir un equipo de precio elevado.

Dado lo anterior, y teniendo en cuenta que para el desarrollo de este proyecto se hace importante la construcción de un equipo simple y de tamaño reducido; se planteó en segunda instancia, tomando provecho de los avances tecnológicos del momento, la idea de emprender la búsqueda en el mercado de circuitos integrados que de una sola vez realizaran el proceso de recepción de radio en FM sin la necesidad de utilizar demasiados componentes externos; es así como se inicia una carrera en el análisis de diferentes alternativas tendientes a solucionar el problema planteado en este sentido: el estudio de los que se denominan *single chip radio receivers* (receptores de radio en un solo chip). La *Tabla 6* presenta una referencia de los circuitos integrados analizados junto con algunas de sus características, incluidas en sus hojas de datos, tenidas en cuenta para la selección final del chip a utilizar.

Tabla 6: Receptores de radio en un solo chip analizados y sus características

Número de parte	Fabricante	Rango de Frecuencia (MHz)	Voltaje de alimentación (V)	Corriente de alimentación (mA)	Dimensiones (mm)	Tipo de encapsulado
XE-1218	Xemics	130 - 230	1,0 – 1,6	2,0	Sin encapsulado	Sin encapsulado
LA1800	Sanyo	76 - 108	2,5 – 5,0	5,6	21,2 x 6,4	DIP-22
TDA7701	STMicroelectronics	75 - 108	2,0 – 6,0	16,2	5 x 5	TFBGA40
Si4701	SiliconLaboratoires	76 - 108	2,7 – 5,5	17,6	4 x 4	QFN-24
TDA7021T	Philips	1,5 - 110	1,8 – 6,0	6,3	10 x 4	PSOP-16

Fuente: El autor con base en información de las diferentes hojas de datos.

Uno de los circuitos integrados más interesantes parecería ser el XE-1218, puesto que es el único entre las opciones consultadas del mercado que está especificado para funcionar en un rango de frecuencias que contiene el intervalo de frecuencias de interés es decir entre 216 y 217MHz y además posee buenas características en cuanto al consumo de potencia se refiere; sin embargo se descartó esta opción principalmente por dos razones, una concerniente con el ancho de banda de audio del receptor que no supera los 6kHz lo cual significa una calidad precaria en el sonido. La otra razón está relacionada con el encapsulado de este circuito que no tiene especificación alguna.

Por cuestiones de tamaño se prefieren los circuitos más pequeños, razón que de primera mano haría pensar en la posibilidad de descartar los circuitos TDA7021T y el LA1800 además el último de estos dos se encuentra fuera de producción actualmente, haciéndolo inviable para ser tenido en cuenta a la hora de iniciar un proceso de producción masiva de radio receptores.

Así las cosas, se debería realizar la selección entre los circuitos Si4701 y el TDA7701 que en razón de dimensiones encabezan la lista. Al consultar las opciones de compra de estos dos últimos circuitos integrados se logró conocer que el TDA7701 es un producto hoy en día discontinuado y su consecución sólo es posible en muy pocos distribuidores y en cantidades limitadas. Respecto del Si4701 se analizó la posibilidad de compra y como su precio por unidad resulto considerablemente elevado se retomó la idea de observar la opción previamente descartada de constituir el receptor de radio de interés partiendo del uso del TDA7021T de PHILIPS decidiéndose finalmente que era ésta la opción mas viable. La hoja de datos de este circuito integrado se encuentra en el *ANEXO 2*.

Cabe acotar en este punto que la principal razón para reconsiderar la decisión de la selección del chip receptor, más que en el precio del dispositivo se debió al elevado valor de potencia consumida por el Si4701 que pese a ser un circuito con mayores prestaciones, teniendo en cuenta las necesidades y los requerimientos de diseño del equipo para su funcionamiento dentro del sistema de traducción simultánea de la UIS, éstas resultaban sobrantes mientras que el TDA7021T cumplía con todos los requerimientos con un menor costo en potencia de consumo además que en pesos. Así, todo lo anterior se considera suficiente razón para sacrificar, en pequeña proporción, el diseño en cuestión de dimensiones.

Luego de la selección del circuito integrado que será núcleo del diseño del receptor de radio objetivo de este proyecto surge la inquietud de cómo lograr que este dispositivo se adapte para funcionar dentro del rango de frecuencias en que funciona el transmisor LISTEN LT-800 es decir,

dentro de la banda de frecuencias que va desde los 216MHz hasta los 217MHz. Surge entonces, en este punto, la pregunta: ¿por qué razón no se eligió un chip especificado para el funcionamiento en este intervalo de frecuencias? La respuesta a esta pregunta está en la disponibilidad en el mercado de radio receptores FM en un solo chip, que en su mayoría están especificados para la construcción de receptores de operación en la banda comercial de difusión de radio. Además el hecho de que hace algunos años la *Federal Communications Commission (FCC)* establecía el uso de la porción del espectro, que atañe a este proyecto, a aplicaciones de uso privativo gubernamental, es una razón que acentúa aún más la dificultad de encontrar un chip de recepción de radio en FM con estas características.

Teniendo en cuenta lo anterior se procede a hacer un estudio de la factibilidad de hacer operar el TDA7021T de PHILIPS en las frecuencias de interés aludidas con anterioridad; manteniendo en mente en caso de no lograrlo, directamente con la manipulación de la configuración sugerida del circuito integrado, la posibilidad de usar un circuito extra mezclador que posibilite un desplazamiento de la frecuencia de interés hasta el rango de frecuencias de difusión de radio comercial en que está especificado el funcionamiento del chip seleccionado.

Es así como se comienza con el análisis del circuito integrado TDA7021T: *FM radio circuit for MTS*, iniciando por vislumbrar su funcionamiento bajo las condiciones especificadas desde su fabricación, es decir con su funcionamiento en la banda de radio comercial, para luego analizar la posibilidad de modificar ciertos parámetros de su configuración de modo que su operación fuera viable para las frecuencias comprendidas entre los 216 y 217MHz.

3.1.1. El TDA7021T como receptor de FM en la banda comercial

La *Figura 3* muestra la configuración interna en diagrama de bloques del TDA7021T en él se pueden apreciar las diferentes etapas de procesado de la señal de RF desde su entrada por el pin 12 hasta su salida como señal de audio en el pin 14 pasando por etapas de filtrado, amplificación y demodulación para la obtención de una señal de audio de buena calidad. En sí el TDA7021T es un receptor de radio FM en configuración de retroalimentación. Esta configuración principalmente genera estabilidad en el oscilador local del receptor y además comprime la señal de FM, hechos que finalmente repercuten en un aumento de la relación señal a ruido del receptor comparado con uno en configuración no retroalimentada.

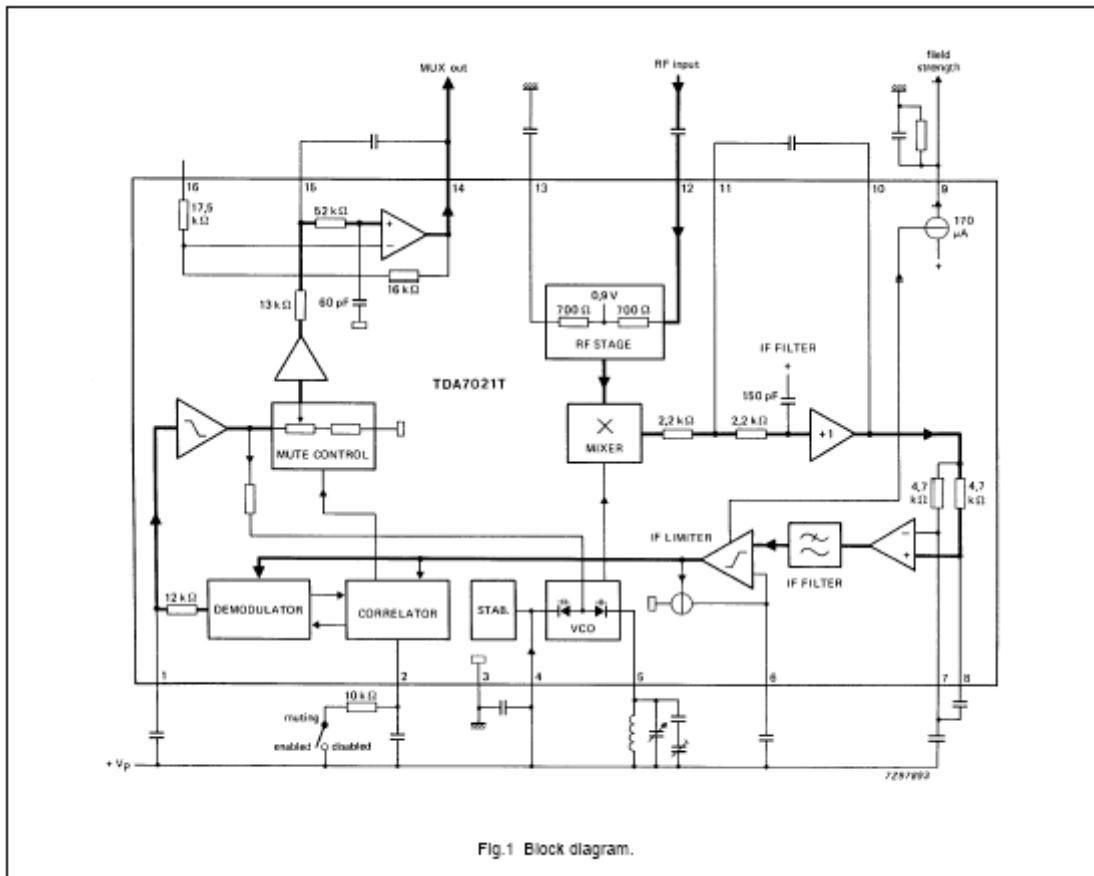


Figura 3: Configuración interna del TDA7021T

Fuente: Hoja de datos TDA7021T

Además de las características consignadas en la *Tabla 6*, el TDA7021T tiene un ancho de banda de audio de 10kHz, con una relación señal a ruido (SNR) de 60dB, valores éstos importantes a tener en cuenta puesto que determinan de una u otra forma la calidad de la señal de audio que tendrá el sistema diseñado.

Teniendo en cuenta el requerimiento de diseñar un sistema de audio monoaural, hecho éste que se muestra justificado en los resultados de la encuesta exploratoria de la que se habló en capítulos anteriores, se implementó el circuito sugerido en la hoja de datos del TDA7021T y que se muestra a continuación en la *Figura 4*. De la misma forma, la imagen de la *Figura 5* corresponde a la fotografía del circuito impreso respectivo.

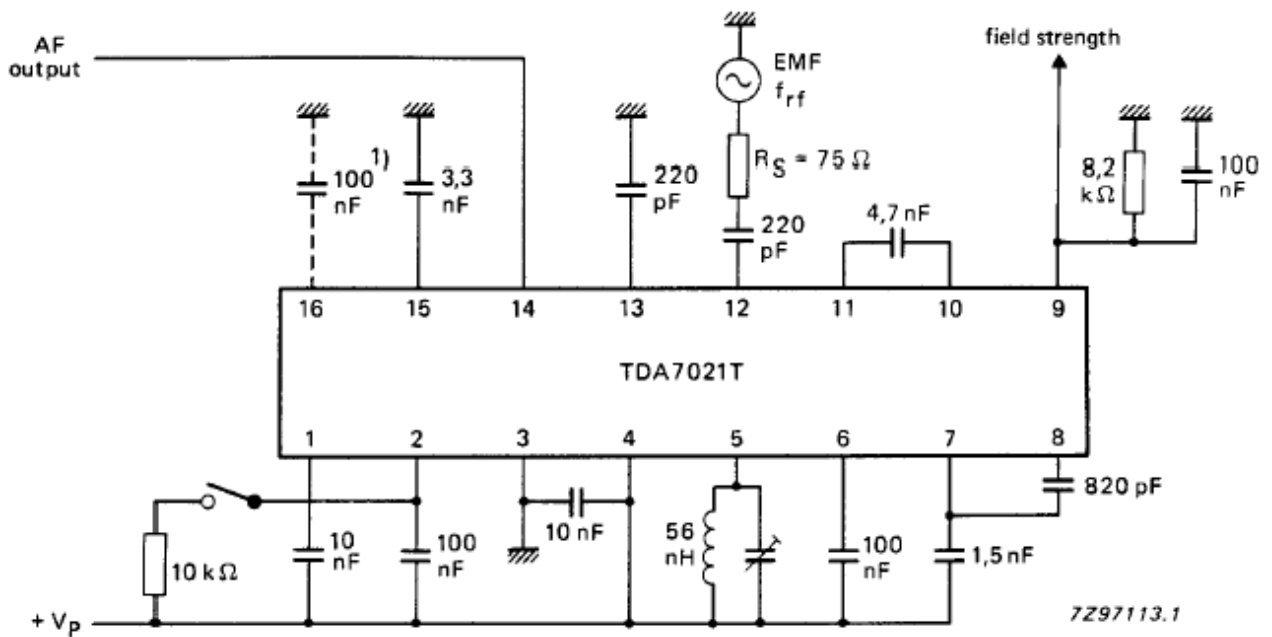


Figura 4: Receptor FM mono en banda comercial con base en uso del TDA7021T

Fuente: Hoja de datos TDA7021T

Para la construcción de este circuito se utilizaron, en el lugar del capacitor variable sin especificar en la imagen de la anterior figura, dos capacitores *trimmer* en paralelo, que varían cada uno sus capacitancias en valores entre los 10pF y 35pF.

Es fácil notar que el capacitor y la bobina conectados en el pin 5 del chip corresponden a un tanque de oscilación LC cuya frecuencia de resonancia está determinada por la frecuencia f_r .

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}} ; \quad \text{Ecuación [1]}$$

Así, el receptor construido sería sintonizable entre las frecuencias de 80 y 150MHz, ancho de banda que contiene la porción del espectro de difusión de radio comercial.

Como antena para el radio construido simplemente se usó un cable conductor con una longitud de 1.2m, valor de longitud superior a un cuarto de longitud de onda para el rango de frecuencias de

radio comercial, directamente conectado luego del capacitor de 220pF en el pin 12 del circuito integrado TDA7021T

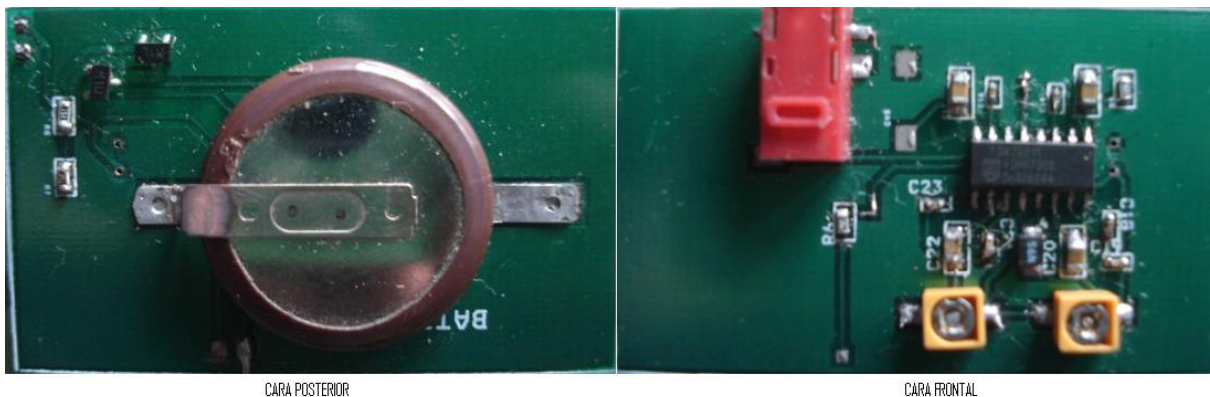


Figura 5: Circuito impreso del receptor en banda comercial con base en el TDA7021T

Fuente: El autor.

La idea de la construcción de este diseño se encaminó, principalmente, en hacer un reconocimiento del funcionamiento del TDA7021T para posteriormente atacar el problema de hacerlo funcional en la frecuencia de interés para el actual proyecto de investigación.

Los resultados de funcionamiento del circuito construido resultaron favorables, se logró la sintonización de diferentes emisoras de tradición de la ciudad, mediante la variación de los capacitores *trimmer* y además, haciendo uso de un generador de señales de FM, se logró establecer que el dispositivo podría funcionar a frecuencias superiores a las especificadas en la hoja de datos puesto que se logró escuchar un tono modulador de portadoras de alrededor de 130 y 150MHz con desviaciones de frecuencia de 75KHz.

3.1.2. El TDA7021T en la banda de los 216MHz hasta los 217MHz

Tal como se daban las cosas en este punto, antes de pensar en el uso de un mezclador a la entrada del TDA7021 que trasladase las frecuencias de radio de 216MHz a 217MHz al rango de frecuencias de radiodifusión comercial en que trabaja el circuito integrado, se decidió emprender el diseño del receptor funcionando directamente en las frecuencias de interés, únicamente modificando el tanque de sintonía conectado al terminal número 5 del circuito integrado. En este orden de ideas se cambió el valor de la bobina del tanque de sintonía a 0.3nH y se utilizó una combinación de capacitores en

paralelo con un capacitor *trimmer* de 5.5 a 25pF que hacían el equivalente a tener un capacitor variable de 1787.5pF hasta 1807.5pF en el mismo tanque. Estos valores de impedancias, haciendo uso de la *ecuación [1]* configurarían el radio para la recepción de frecuencias en FM entre los 216.1MHz hasta los 217.3MHz. La fotografía del circuito construido se observa a continuación en la *Figura 6*

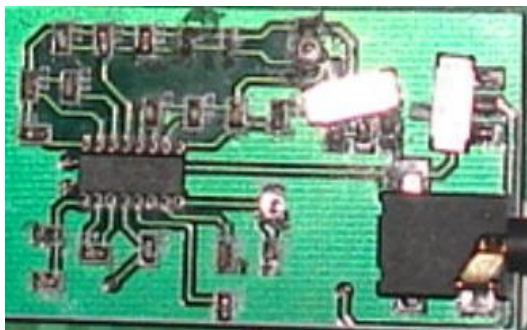


Figura 6: Receptor en la banda de los 216MHz a los 217MHz. (Sintonía con base en capacitor variable)

Fuente: El autor.

Como otra opción, y puesto que en de la experiencia de la implementación del circuito para la recepción de radio comercial se presentaron algunas dificultades para la sintonía debidas al uso de los capacitores variables de los cuales es difícil saber su valor de capacitancia en un momento determinado, se planteó la implementación, además, de un circuito análogo al de la *Figura 6* que en lugar de un capacitor variable usase un diodo varicap haciendo éste las veces de aquél.

El principio del funcionamiento de un diodo varicap se basa en la variación de la capacitancia formada en la unión PN del mismo cuando es sometido a una determinada tensión inversa, así, el valor de ésta capacitancia depende directamente del valor de la tensión que se le ha impuesto.

Como se mencionó con anterioridad, en el diseño precedente se usó una bobina de 0.3nH en el tanque de sintonía, éste es un valor extremo de inductancia, que sólo se pudo lograr con el acople de 2 bobinas de 0.6nH en paralelo, siendo este valor uno de los más pequeños posibles de encontrar en el mercado. La necesidad implementar un capacitor de 0.3nH se basó en la dificultad de la búsqueda de un capacitor variable que tras el recorrido de todo su rango de variación de capacitancia, barrera únicamente un ancho en frecuencia de 1MHz de modo que se cubriera la porción del espectro de

216 a 217MHz, lográndose así una más fácil y mejor sintonía de los diferentes canales del transmisor LISTEN LT-800.

En este orden de ideas, y con la gran variedad de diodos varicap de diversos valores de capacitancia en el mercado, el uso de éstos en lugar de capacitores variables permite la implementación de valores de inductancia normales; es así como se decide utilizar una bobina de 5.1nH en conjunto con el diodo varactor BB201. La *Figura 7* muestra una representación de la variación de la capacitancia (C_d) del diodo varicap BB201 en función de su tensión inversa (V_R). Nótese que para una tensión inversa de 1V la capacitancia del varicap es un tanto más que 95pF mientras que cuando se ha disminuido esta tensión a 0.9V la capacitancia ha aumentado cerca de 5pF.

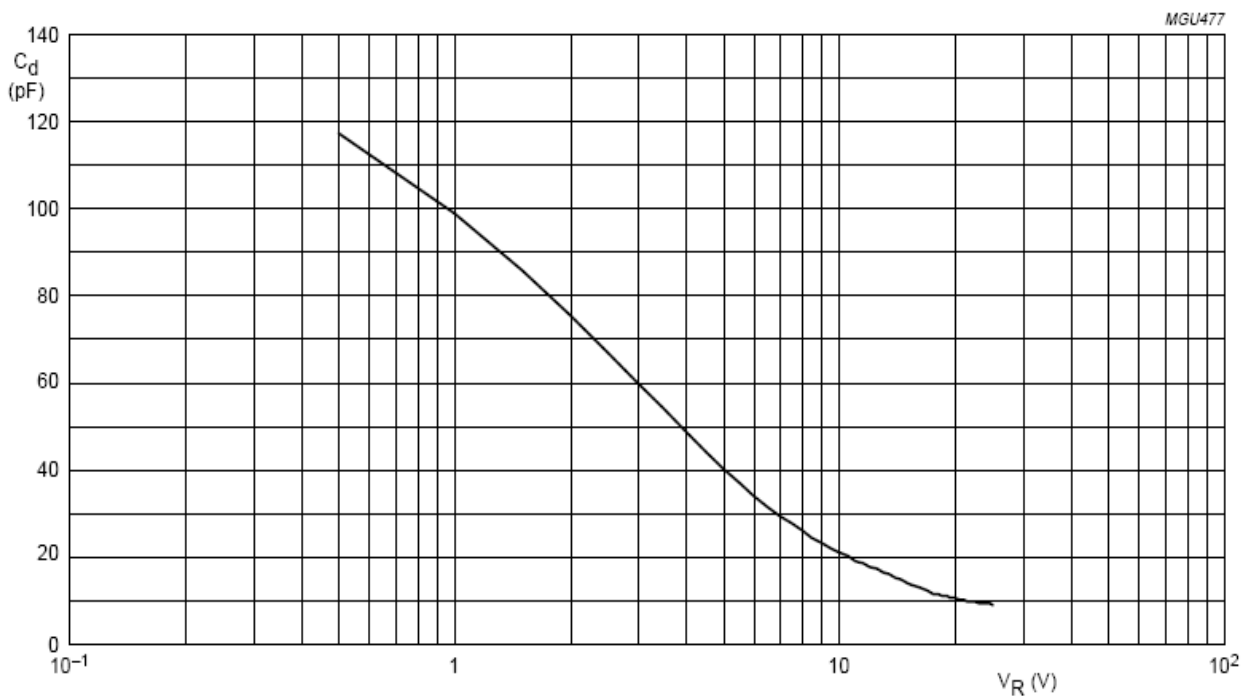


Figura 7: Capacitancia del BB201 en función de su tensión inversa

Fuente: Hoja de datos del BB201.

Refiriéndose a la *ecuación [1]* se puede determinar sin dificultad que haciendo uso de una inductancia de 5.1nH, se hace necesaria la consecución de capacitancias entre 105.48pF y 106.45pF. El BB201 se configurará entonces de modo que al variar su tensión inversa su capacitancia oscile entre los valores descritos.

Se decide usar un capacitor de 10pF en paralelo con el inductor de 5.1nH de modo que se opere el diodo varicap en una zona más lineal y de amplia variación de capacitancia respecto de la desviación de su tensión inversa, calculándose entonces los valores de voltaje necesarios a aplicar en el diodo para que sus capacitancias variasen entre 95.48pF y 106.45pF resultando ser éstos valores de tensión 0.99V y 0.96V respectivamente.

Para lograr la variación de la tensión entre los dos valores descritos simplemente se hace necesaria una fuente de tensión regulada de un determinado valor, que para este caso se eligió de 2.1V, pensando en el uso de una batería de ion de litio de una sola celda que no supera los 3.7V, además de la implementación y diseño de un divisor de tensión partiendo del uso de un potenciómetro de 10kΩ de manera que al recorrer todo su rango de valores se barriera el intervalo de tensiones que se ha aludido con anterioridad. En definitiva con el movimiento de este potenciómetro lo que se logra es la sintonización del circuito en las frecuencias de 216MHz hasta los 217MHz.

La *Figura 8* muestra el circuito implementado en razón de lo recientemente descrito. Es posible notar en él que el cátodo del BB201 se encuentra a 2.1V (Vcc) por medio de la bobina L1 que en DC se comporta como un corto. La tensión en el ánodo del diodo se gradúa por medio del potenciómetro de 10kΩ que hace parte de la red divisora de tensión que además esta comprendida por los resistores R4 y R2 uno conectado a VCC y el otro a tierra en su orden respectivo. Por el resistor R3 no circula ninguna corriente por tratarse de un circuito abierto en corriente continua de manera que la tensión en el puntero del potenciómetro es la misma que estará sobre el ánodo del varicap. Así, un análisis de la red divisora de tensión que se ha referido muestra que las tensiones en el ánodo del BB201 variarán entre 1.11V y 1.14V que al tener en cuenta la tensión constante de cátodo (2.1V) indica, según la curva característica del varicap, una variación de capacitancias entre 95.48pF y 96.45pF que en paralelo con el capacitor C4 (10pF) ajustan la capacitancia del tanque de sintonía en los valores deseados para obtener el funcionamiento del circuito implementado en los valores de frecuencia de interés. El condensador C5 se escoge de un valor elevado (0.1uF) en comparación con el de la capacitancia relativa del diodo varicap de modo que al configurarse en serie con éste no se afecte el valor de ésta última.

La ventaja de este diseño frente al anterior radica en que al sintonizar con potenciómetros se puede saber con mayor precisión la frecuencia en que se está trabajando, sumado a que algunos de ellos barren su gama de valores con el movimiento de varios giros, dando mayor precisión a la sintonía.

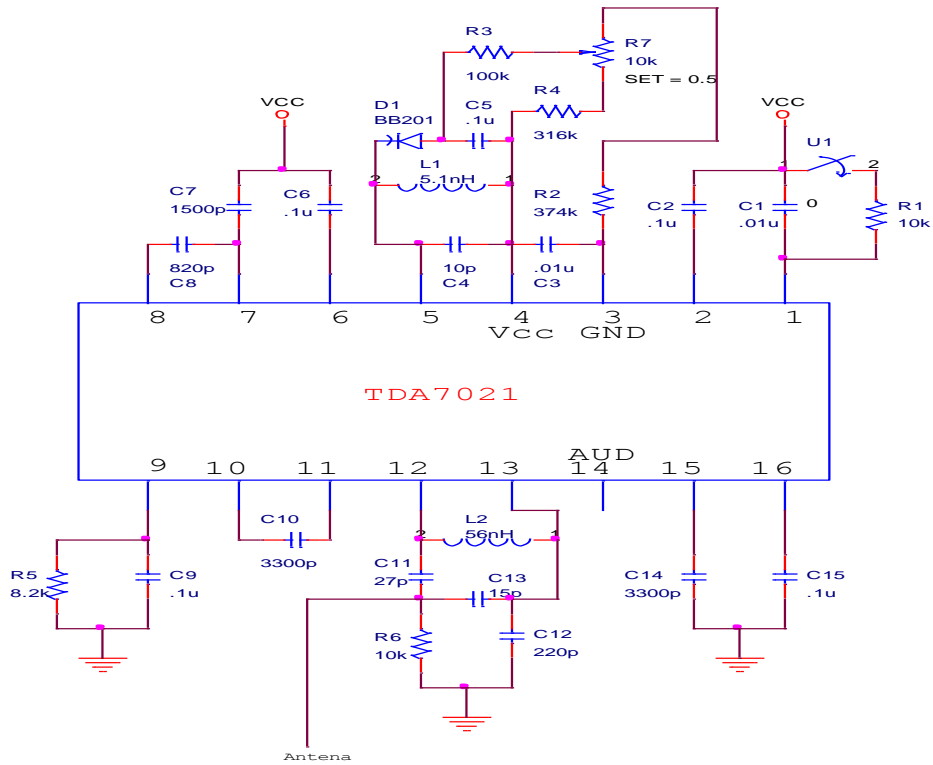


Figura 8: Circuito del receptor en la banda de los 216MHz a los 217MHz. (Sintonía con base en diodo varicap)

Fuente: El autor.

Una vez diseñado el circuito se procede a su final construcción. La imagen de la *Figura 9* corresponde al circuito construido sobre el cual se realizaron las diferentes pruebas de funcionamiento.

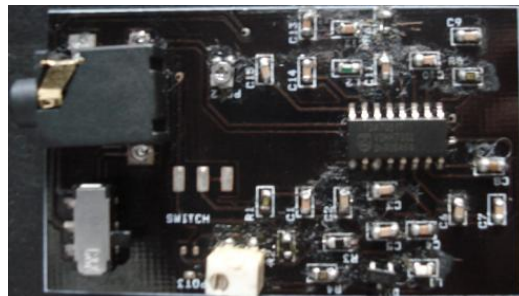


Figura 9: Receptor en la banda de los 216MHz a los 217MHz. (Sintonía con base en diodo varicap)

Fuente: el autor.

Los resultados de las pruebas sobre las dos alternativas del radio trabajando directamente en el rango de frecuencias del transmisor LISTEN LT-800 no fueron los mejores, aunque los circuitos de una u otra forma respondían a las señales en estas frecuencias y fue posible escuchar con dificultad tonos modulantes de portadoras de 216MHz a 217MHz, no era esto lo que se esperaba como resultado final para decidir que era éste el diseño a seleccionar para constituir el receptor de radio que incumbe al desarrollo del presente proyecto. Cualquier señal modulada en FM con desviaciones de frecuencia inferiores a los 50KHz era prácticamente imposible de descifrar, lo cual, en términos de las características de las señales generadas por el transmisor, es un gran problema; además aquellas señales que superaban el valor de desviación de desviación aludido, como ya se dijo, eran audibles pero con gran dificultad; la señal de audio era considerablemente débil junto con el agravante de la sintonía, que de todas formas no era algo que se lograba con facilidad. La antena para estos casos se mantuvo tal como en el diseño estudiado previamente del TDA7021 en la banda comercial.

3.1.3. El receptor en los 216-217MHz con el TDA7021T en banda comercial mas un circuito mezclador.

Dado que los resultados de los diseños anteriores no satisficieron las expectativas para el receptor que se desea diseñar, se procede a elaborar la idea que desde un principio se ha dejado ver como una posibilidad para hacer que el TDA7021T reciba señales en FM a frecuencias que van desde los 216MHz hasta los 217MHz: El uso de un mezclador como etapa previa a la entrada de señal del chip receptor de radio.

Se trata entonces de mezclar la señal recibida en la antena de manera que la porción del espectro radioeléctrico de interés para el proyecto “caiga”, luego del proceso de mezcla, justo dentro del rango de frecuencias para el cual está especificado el TDA7021T; es decir, que las señales de 216Mhz a 217Mhz recibidas en la antena, luego de ser mezcladas con la señal de un oscilador de una frecuencia f_o , estén ubicadas entre las frecuencias de 88MHz y 108MHz a la salida del mezclador para luego ser estas señales la entrada al chip receptor de radio en FM, TDA7021T.

El diagrama de bloques de la *Figura 10* plasma la idea del uso del mezclador como etapa previa a la recepción de las señales de FM en el circuito integrado TDA7021T, la frecuencia del oscilador es el valor que determina el diseño. En teoría el uso de una frecuencia de 314.5MHz produce en la salida que las frecuencias de entrada de 216.5 MHz (centro de la banda de interés) se ubiquen exactamente

en el centro de la banda de frecuencias de radio comercial (98.7MHz). La *Figura 11* ilustra cómo la selección del valor de f_o afecta la señal de entrada en el dominio de la frecuencia.

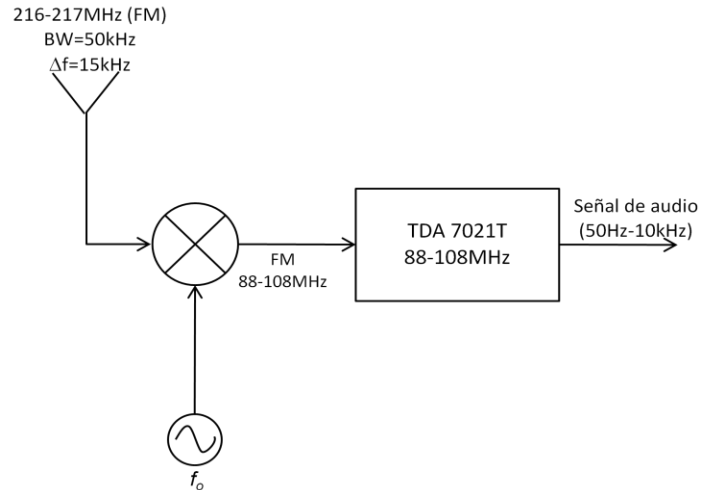


Figura 10: Diagrama de bloques del sistema de recepción en 216 a 217MHz haciendo uso de un mezclador

Fuente: El autor.

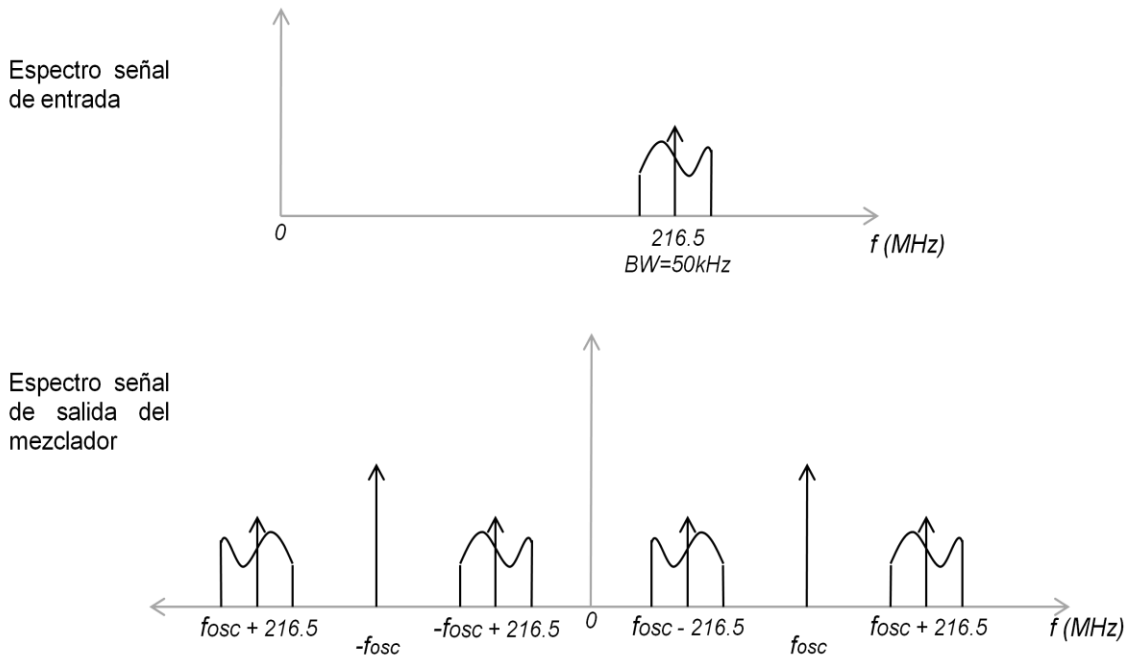


Figura 11: Efecto de la mezcla con un tono de frecuencia f_{osc} con una señal de entrada de frecuencia 216.5MHz

Fuente: El autor.

Por sus características de bajo consumo de potencia, además de su ancho de banda, economía y tamaño reducido, se seleccionó el circuito mezclador UPC2756TB, del cual es posible observar su hoja de datos en el ANEXO 3.

La Figura 12 muestra la configuración interna del UPC2756TB mientras la Figura 13 es el circuito esquemático de la configuración del mezclador de modo que el oscilador (LO) tenga una frecuencia de 314.5MHz y que una señal entrante de FM de 216.5MHz (RF input) se encuentre a la salida de la mezcla a una frecuencia de 98MHz (IF output).

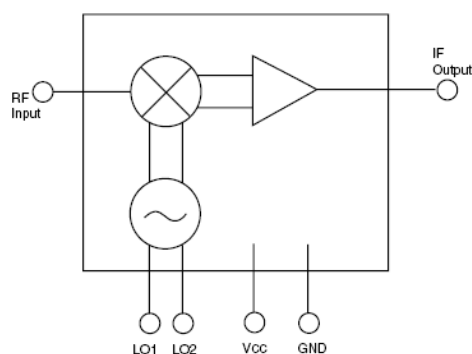


Figura 12: Configuración interna del circuito mezclador UPC2756TB

Fuente: Hoja de datos del UPC2756TB.

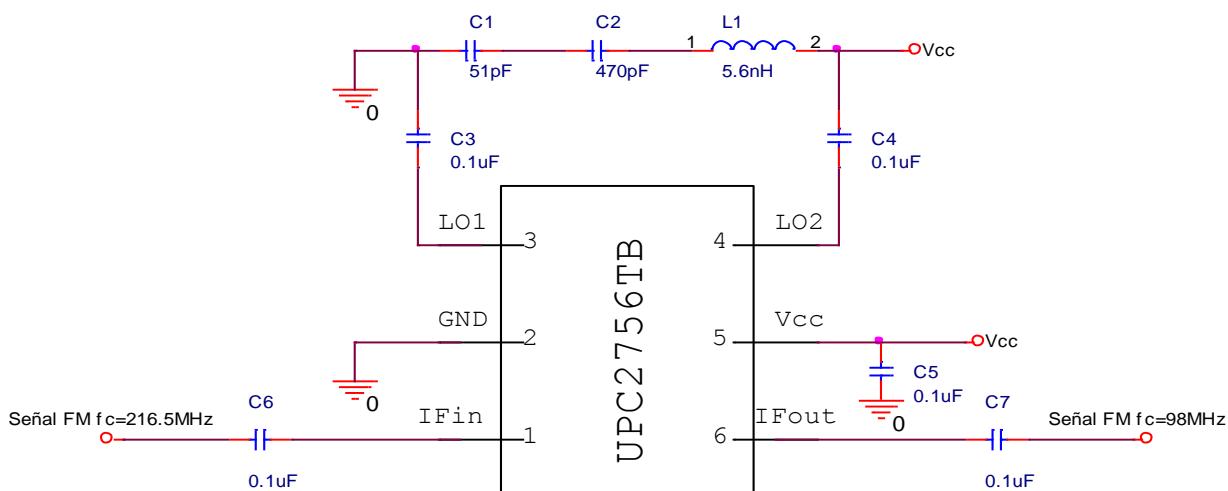


Figura 13: Circuito mezclador con oscilador local a 314.5MHz

Fuente: El autor.

La señal que entra en el terminal 1 del mezclador proviene directamente de la antena, así, la señal saliente del terminal 6 será la misma que entrará al pin 12 del chip receptor TDA7021T. Para el ajuste de la frecuencia del oscilador basta con implementar un tanque de sintonía entre los terminales 3 y 4 del circuito integrado UPC2756TB; para el caso que ocupa el problema de trasladar la frecuencia de 216.5 MHz a la de 98MHz se conectaron los condensadores C1 y C2 de 51pF y 470pF respectivamente junto con la bobina L1 de 5.6nH en serie. Haciendo uso de la *ecuación [1]* se puede determinar que la frecuencia del oscilador LC conformado es 313.56MHz, puesto que el valor equivalente de capacitancia de C1 y C2 es 46pF. Este valor de frecuencia, aunque no es el de 314.5MHz aún permite que las señales del transmisor luego de la mezcla se ubiquen en un lugar muy cercano al centro de la banda de difusión de radio FM comercial. Nótese que los condensadores C3 y C4 por su elevado valor respecto de la capacitancia de 46pF no afectan el valor final de la capacitancia resultante del tanque de sintonía.

Una vez determinado el diseño del mezclador, la preocupación recae sobre la configuración del TDA7021T que como ya se ha dicho, habrá de ser ajustado, para este caso, nuevamente para funcionamiento en el rango de frecuencias de radio FM comercial. Se plantean entonces dos diseños para el radio tal como se ha prescrito; uno con sintonía con base en la variación de un condensador *trimmer*, y el otro conservando el concepto del uso de un diodo varicap.

El primero de los dos diseños está representado en el circuito de la *Figura 14*. En él es posible observar que el tanque de sintonía está compuesto por una bobina de 56nH, un condensador de 30pF y un capacitor variable de 6pF-30pF, todos en paralelo. Así, acudiendo una vez más a la *ecuación [1]* se puede determinar que la variación del capacitor ajusta el funcionamiento del TDA7021T para frecuencias entre 86.8MHz y 112.1MHz.

El segundo diseño, del cual se puede observar su circuito esquemático en la *Figura 15*, como se dijo con anterioridad, mantiene la idea del uso de un diodo varicap de modo que la variación de su tensión inversa sea la que controle la frecuencia de sintonía del receptor de radio. Para este caso se usará el varicap ZMDC953 que como se puede observar en su curva característica de capacitancia contra tensión inversa, reflejada en la *Figura 16* tiene una capacitancia de 30pF aproximadamente para una tensión inversa de 2V y una capacitancia de 60pF aproximadamente cuando se aplica sobre él una tensión inversa de 0.2V.

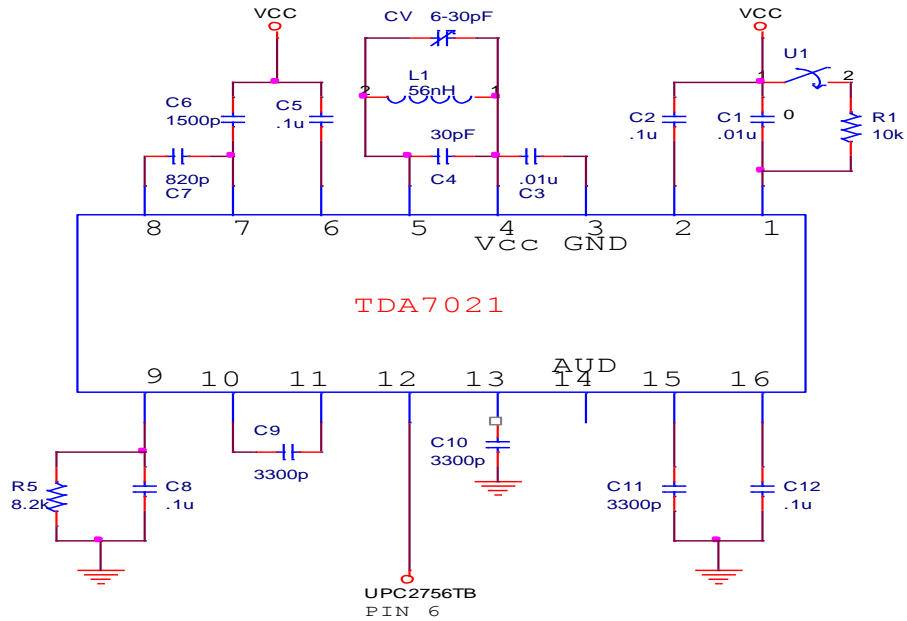


Figura 14: Circuito TDA7021T para sintonía con un capacitor variable (86.8MHz-112.1MHz)

Fuente: El autor.

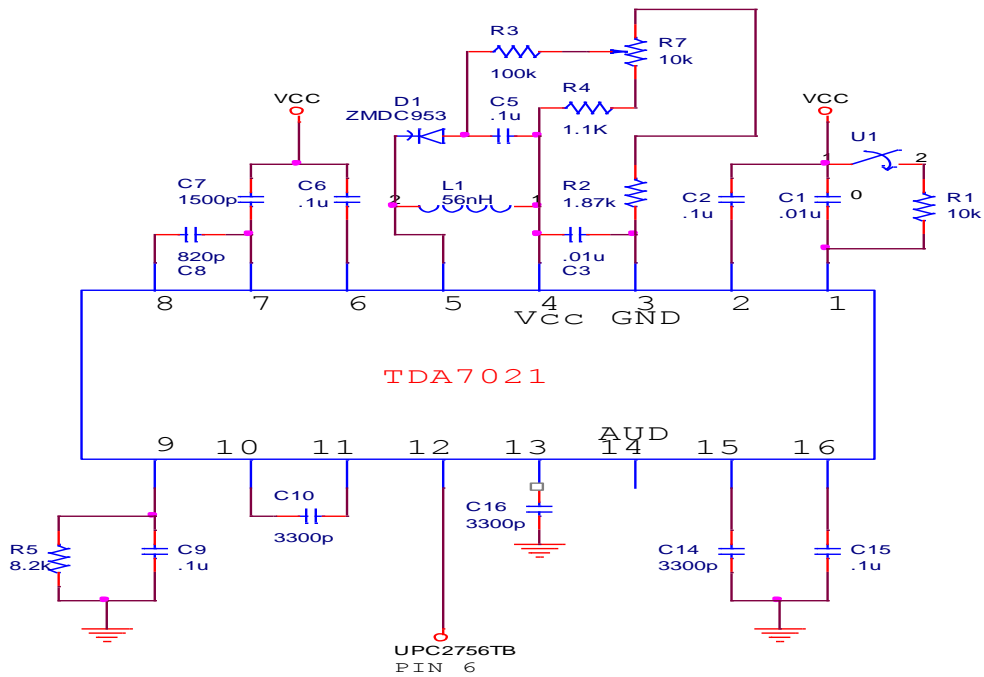


Figura 15: Circuito TDA7021T para sintonía con varicap ZMDC953 (86.8MHz-112.1MHz)

Fuente: El autor.

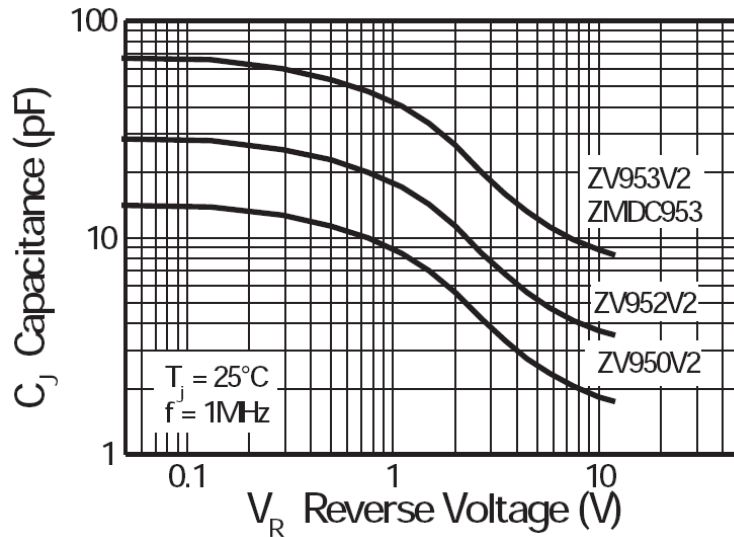


Figura 16: Curva característica del diodo varicap ZMDC953 Capacitancia (C_j) Vs tensión inversa (V_R)

Fuente: Hoja de datos del ZMDC953.

Nótese del circuito de la *Figura 15* que se utiliza un divisor de tensión de la misma manera que en el circuito del receptor en la banda de los 216MHz a los 217MHz que se implementó con anterioridad usando el concepto de la sintonía con base en el uso del diodo varicap BB201 (*Figura 8*). En este caso el resistor R2 es de valor 1.87k Ω y la resistencia R4 se calculó de 1.1k Ω de modo que al variar el potenciómetro (R7) de 10k Ω , y siendo Vcc una tensión regulada de 2.1V, se pueda controlar una tensión inversa en el varicap ZMDC943 de 0.18V hasta 1.8V, para que de esta manera su capacitancia relativa varíe entre valores de 36pF y 60pF aproximadamente; valores que, como se ha hecho notar anteriormente, ajustan el tanque de sintonía del TDA7021T para recibir frecuencias entre 86.8MHz y 112.1MHz.

El uso de un potenciómetro (R7) de cinco giros ayuda a que la sintonía de los diversos canales se haga con mayor precisión, además ésta se torna en una característica importante dado que dentro del rango de frecuencias ajustado, solo es de interés un intervalo de 1MHz en el cual podrán estar ubicadas las señales generadas por el transmisor LISTEN LT-800.

3.1.4. El circuito regulador de voltaje.

Como para la implementación del circuito sintonizado con base en el uso del diodo varicap se hace necesaria la obtención de una fuente regulada de 2.1V, se dispuso del regulador NJM2880U21.

En la *Figura 17* se muestra la configuración necesaria para la puesta en marcha de este regulador además de la distribución de pines del circuito integrado. Además, su hoja de datos puede ser consultada en el *ANEXO 4*.

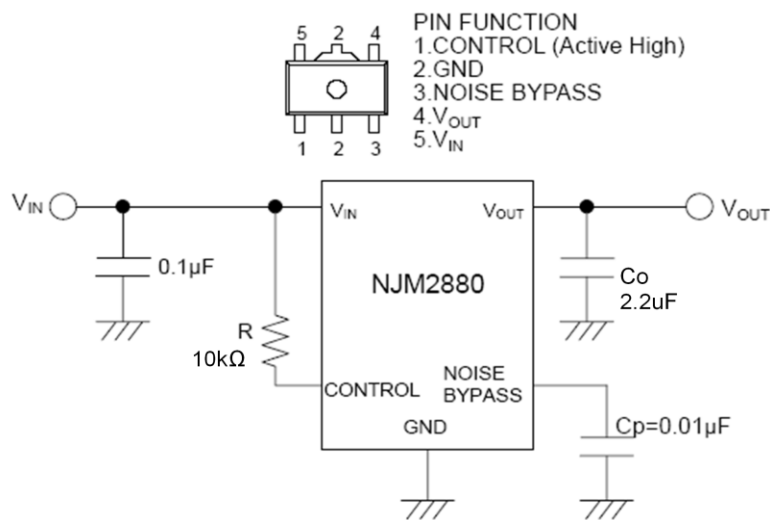


Figura 17: Distribución de pines y configuración del NJM2880U21 (regulador 2.1V)

Fuente: Hoja de datos del NJM2880U21

A este punto del diseño del receptor únicamente hace falta determinar los últimos detalles concernientes al ajuste de la señal de audio, salida del demodulador de FM TDA7021T, y la implementación de una antena adecuada para las señales emitidas por el transmisor LISTEN LT-800.

3.1.5. Antena del dispositivo.

Teniendo en cuenta todo lo anterior, se iniciará el análisis del diseño de la antena, que en últimas deberá ser adecuada para recibir señales con frecuencias entre 216MHz a 217MHz. De la teoría de

ondas electromagnéticas, es sabido que la longitud de onda de una señal con frecuencia f , en Hertz, es:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \text{Ecuación [2]}$$

Donde c corresponde a la velocidad de la luz (300×10^6 m/s²) y λ es la longitud de onda de la señal en metros. Así, para una señal de 216MHz su longitud de onda correspondiente es 1.39m.

Partiendo de este valor y recordando la teoría de antenas, que establece que una buena antena debe tener una longitud de al menos un cuarto de la longitud de onda de la señal a capturar, se tiene que la antena debería ser de una longitud de 35cm. como mínimo.⁽⁹⁾

Como el dispositivo a diseñar, debido al tipo de aplicación que lo inspira, necesariamente tiene una salida audible únicamente mediante el uso de audífonos, y teniendo en cuenta que la mayoría de estos tienen longitudes cercanas, pero no superiores, a la longitud de onda de las señales de interés, se decide tomar provecho del cable de los audífonos para implementar la antena de una buena vez.

La patente *U.S. PATENT 4,369,521* de enero 18 de 1983 de propiedad de *Sony Corporation*, que puede consultarse en el *ANEXO 6*, constituye una gran guía para la implementación de este tipo de antenas. La *Figura 18* muestra la forma en que debe ser acoplado un conector de audífonos (*headphone jack*) de modo que el conductor de referencia (REF) haga las veces de antena en un equipo receptor de radio.

Los canales izquierdo (L) y derecho (R) se cortocircuitan facilitando el diseño teniendo en cuenta la mayoría de conectores de audio son de estéreo y que el equipo a construir es un dispositivo de audio mono.

Es fácil notar que para frecuencias bajas (frecuencias de audio), los inductores L1 y L2 presentan baja impedancia mientras que para frecuencias altas como las de las señales generadas por el transmisor LISTEN LT-800 la impedancia es muy alta generándose rechazo a la entrada de estas señales a través de las bobinas; así, las señales capturadas en el aire, por el conductor de referencia de los audífonos, tienen garantizado un nivel diferente al de tierra y la baja impedancia del condensador C1 para las frecuencias altas permite que las señales recibidas del transmisor viajen a

través de él y puedan ser conducidas al circuito demodulador. De igual manera, para las señales de audio las bobinas tienen un comportamiento similar a un corto; así se tiene en los audífonos una señal audible que viaja por los conductores R y L siendo tierra el conductor de referencia.⁽¹⁰⁾

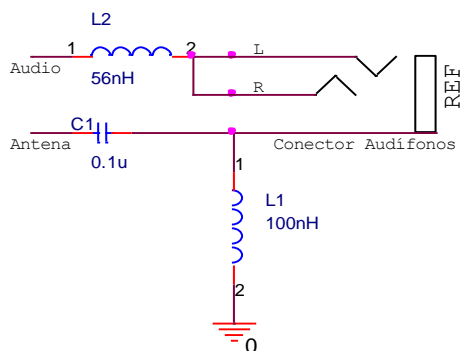


Figura 18: Configuración de un conector de audífonos para implementación de antena

Fuente: El autor con base en “U.S. PATENT 4,369,521”.

Entendida la anterior configuración se sabe que el terminal *Audio* debe ser conectado al pin 14 del TDA7021T mientras que el terminal *Antena* se debería conectar a la entrada del mezclador UPC2756TB (pin 1).

3.1.6. Ajuste de la señal antes del mezclador.

Un aspecto muy importante a tener en cuenta es que a través de la antena entran señales de radio de todas las frecuencias. Este hecho podría de alguna forma generar solapamientos indeseables a la hora de realizar la mezcla con el UPC2756TB por esta razón se hace necesario el uso de una etapa de filtrado justo antes de la entrada de la señal, recibida por la antena, al mezclador.

Así el filtro a implementar debe, en teoría atenuar toda señal con frecuencias por debajo de 216MHz y toda señal por encima de 217MHz para que sólo las señales dentro de este rango de frecuencias sean las que tengan paso a la etapa de mezcla en que la señales se trasladarán a una frecuencia dentro del intervalo de radio comercial.

A la hora de implementar filtros de cualquier tipo, el diseño de filtros activos usando amplificadores operacionales, es siempre una opción a tener en cuenta, principalmente por sus cualidades de amplificación que representan una ventaja frente a los filtros pasivos. Sin embargo, se decidió no implementar uno de estos en este proyecto por dos razones principales; minimizar consumo de potencia y reducir costos, teniendo en cuenta que como límite de consumo de potencia se estableció como objetivo no superar los 80mW y además que el desarrollo de este proyecto de alguna forma busca la implementación de un dispositivo económico que represente una opción más asequible frente a las opciones que presenta el mercado actualmente.

De esta manera, la implementación de un filtro pasivo pasa banda será la que se lleve a cabo para solucionar el problema recientemente planteado, puesto que ésta compromete un menor número de componentes electrónicos y por ende menor consumo de potencia y reducción de costos.

Más adelante se observará cómo se saca provecho de la necesidad de construir este filtro, para implementar una configuración de antena que de una sola vez permita usar el cable de los audífonos y además cumpla las funciones de filtrado que se necesitan como etapa previa al mezclador.

Se confía en las características del demodulador TDA7021T, razón por la cual no se construye un nuevo filtro a la salida del mezclador, procurando con esto un consumo de potencia más bajo y un menor número de componentes utilizados que permitan mantener un diseño de pequeñas dimensiones.

En la *Figura 19* se muestra el diagrama de bloques del sistema total diseñado compuesto por el diseño de antena usando el cable de los audífonos, el filtro pasivo como etapa previa a la etapa de mezclado, el mezclador que traslada las frecuencias de 216MHz a 217MHz hasta un espacio dentro del rango de frecuencias destinado a la difusión de radio comercial y el demodulador de FM TDA7021T en cualquiera de las configuraciones analizadas para funcionamiento dentro de la banda comercial. Es importante recordar que en el caso de usarse la configuración de demodulador basada en el uso del diodo varicap como agente de sintonía, es necesario el uso del regulador NJM2880U21 cuya salida de 2.1V alimenta únicamente al circuito demodulador. Los demás circuitos estarán alimentados directamente por la tensión que arroje en un momento determinado la batería que se seleccione como fuente de energía del sistema.

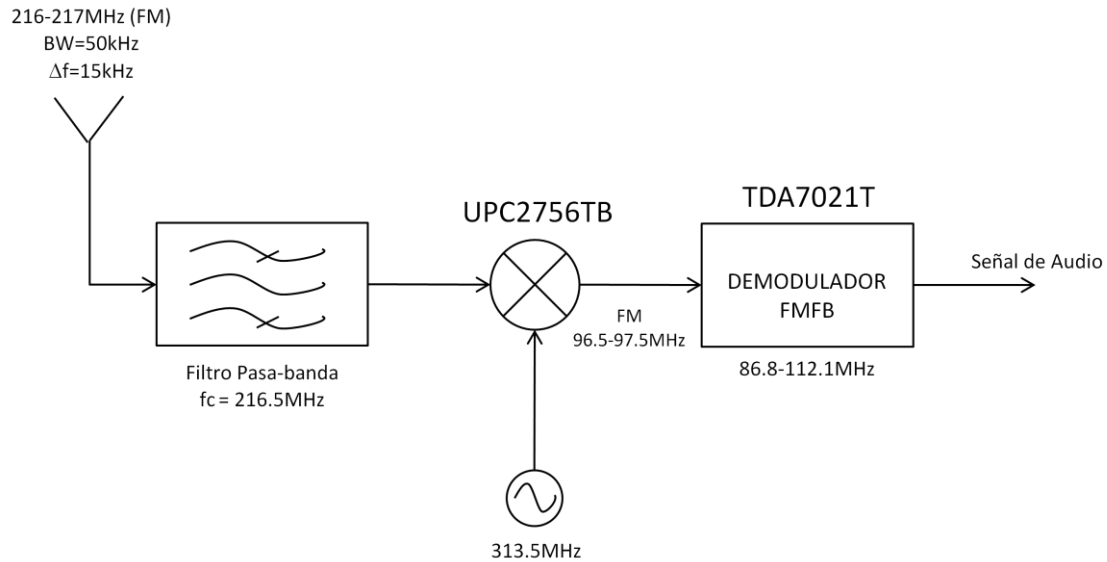


Figura 19: Diagrama de bloques del receptor de FM para señales desde 216MHz a 217MHz sin adecuación de la señal de audio.

Fuente: El autor

3.1.7. Adecuación de la señal de audio

Es característico de los receptores de radio en aplicaciones de audio, contar con la presencia de un mecanismo que permita controlar el volumen de las señales audibles y con mayor razón aún cuando la salida de audio del dispositivo es a través de un juego de audífonos. La intensidad de los sonidos debe poderse graduar de modo que se ajuste a las calidades de escucha del oyente, de forma que éste en todo momento se sienta lo más confortable posible.

Teniendo en mente la anterior consideración es de gran importancia lograr el diseño de un circuito que permita el control del nivel de la señal de audio arrojada por el demodulador TDA7021T en su terminal número catorce (14).

Para este propósito se decide implementar el circuito propuesto en la hoja de datos del TDA7021T, el cual se puede observar en la *Figura 20* donde es posible observar los terminales 14, 15 y 16 del circuito integrado.

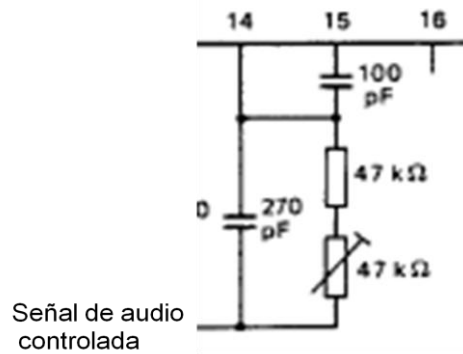


Figura 20: Circuito controlador del nivel de la señal de audio.

Fuente: Hoja de datos TDA7021T

El terminal 16 del TDA7021T, como se puede apreciar, se desconecta de modo que el amplificador de la etapa de salida del circuito receptor (ver *Figura 3*), permita la variación del nivel de salida de la señal audible mediante el aumento o disminución de la resistencia conectada al terminal 14 del chip con la manipulación del potenciómetro de 47kΩ.

Dado lo anterior, es lógico dilucidar que el terminal señalado con el indicador de “*señal de audio controlada*” debe ser conectado justo en el terminal “*audio*” del circuito de la *Figura 18*, es decir en el terminal de audio del *headphone jack*, de modo que la señal de audio, cuyo nivel es controlado por el potenciómetro de 47kΩ, se conduzca a los audífonos y pueda ser escuchada a determinación del oyente.

Existe la posibilidad de tener una señal de audio en el terminal 14 del TDA7021T con una potencia insuficiente para ser escuchada adecuadamente en un juego de audífonos normal. Previendo esta situación se buscaron en el mercado diferentes amplificadores de audio que den fuerza al sonido para una óptima recepción del oyente.

Entre varios circuitos integrados analizados se eligió el amplificador de audio LM4865, cuya hoja de datos puede consultarse en el *ANEXO 5* que además de tener buenas características en cuanto a consumo de potencia se refiere, tiene integrado un sistema de control de volumen que responde únicamente con la variación de un potenciómetro.

En la *Figura 21* se despliega la configuración en que debe ser implementado el amplificador LM4865 de modo que la señal no controlada de audio saliente del pin 14 del TDA7021T ingrese al amplificador por el terminal 2 del amplificador y salga repotenciada por el pin 5 del mismo para ser conectado al terminal de audio del conector de audífonos de la *Figura 18*. El nivel de la señal de audio a la salida se controla mediante el potenciómetro de 10k Ω conectado al terminal 4 de manera que cuando la resistencia entre Vcc y este terminal es mínima el nivel de la señal de audio es máximo y viceversa.

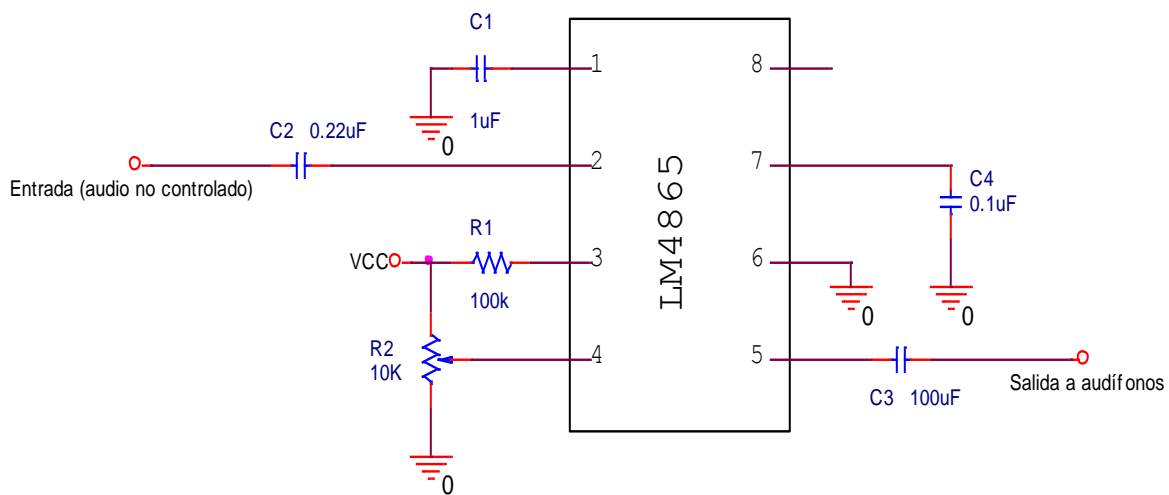


Figura 21: Amplificador de audio con controlador de volumen (LM4865)

Fuente: El autor.

El *terminal 8* se deja sin conectar y el capacitor C3 se elije de un valor elevado de preferencia electrolítico de modo que altas potencias de la señal de audio no lleguen a afectar los audífonos que se utilicen evitándose de este modo daño de los mismos.

A esta altura, el diseño del receptor final que ocupa el estudio del actual proyecto está prácticamente finalizado en su totalidad; su diagrama de bloques se observa en la *Figura 22*.

Los resultados de consumo de corriente del dispositivo determinarán la batería a utilizar y por ende su circuito de recarga correspondiente. Pero sobre ellos se hará la respectiva discusión en una sección posterior.

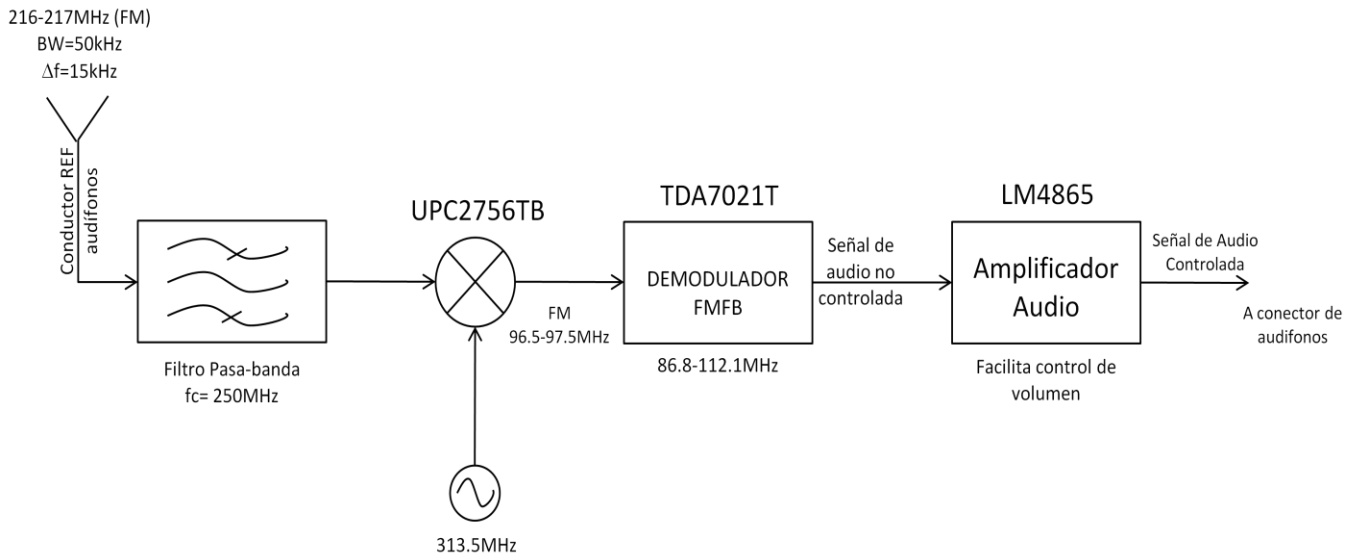


Figura 22: Diagrama de bloques del receptor completo para la recepción de señales del LISTEN LT-800.

Fuente: Los autores.

4. Selección de la alternativa a implementar.

Finalmente, luego de analizar todas las alternativas expuestas anteriormente, se decide implementar el circuito que será finalmente el receptor de radio que busca la ejecución de este proyecto. Para su elección se tuvieron en cuenta características tanto de funcionalidad del dispositivo como de consumo de potencia y costo.

El circuito demodulador, finalmente estará compuesto por el chip *TDA7021T* en la configuración de sintonía controlada por la variación de la tensión inversa del diodo varicap *ZMDC953* aunque esta alternativa imponga la necesidad de regular el voltaje polarizador del circuito, haciendo uso del regulador *NJM2880*, de manera que las variaciones de la fuente (batería) no alteren la frecuencia de sintonía del mismo. Esta decisión, aunque sacrifique de cierta manera el diseño en cuanto a consumo de potencia, permite obtener un mayor grado de precisión al momento de sintonizar el radio para la recepción en una determinada frecuencia al lograrse la sintonización mediante la rotación de un potenciómetro de 5 vueltas, característica que se hace importante debido al pequeño ancho de banda de las transmisiones posibles con el *Listen LT-800*.

Para la amplificación de audio se implementa el amplificador de audio con controlador de volumen *LM4865*. Es importante resaltar en este punto que no se usa la configuración mostrada en la *Figura 20* sino que la señal de audio se toma directamente desde el terminal 14 del *TDA7021T*.

De la misma manera, el mezclador *UPC2756TB* será utilizado en la configuración previamente establecida, para desplazar las frecuencias del orden de los 216MHz a valores cercanos al centro de la banda de radio comercial (88MHz – 108MHz); se implementará como etapa previa a éste, un filtro de paso de banda pasivo que permita el ingreso de las señales de radio generadas por el transmisor *Listen LT-800*.

La patente europea *EP1512229B1*,⁽¹¹⁾ que puede ser consultada en el *ANEXO 7* establece una mejora al diseño de antena definido en el capítulo anterior y además su configuración de antena propuesta hace las veces del filtro pasa-banda necesario como etapa antecesora a la mezcla de señal.

Así, la antena del dispositivo continuará siendo el cable de los audífonos, sólo que su configuración variará un poco conformando el filtro pasivo pasa-banda tal y como es ilustrado en la *Figura 23*,

Donde la bobina $L1$ y el capacitor $C1$ establecen la frecuencia central del filtro, que para este caso debe ser un valor cercano a los 216.5MHz. (226.2MHz valor diseñado, según *Ecuación 1*). El terminal *mixer* se conecta directamente al pin 1 del mezclador y el terminal *audio* se conecta a la salida de audio del circuito *LM4865* (terminal 5); así, el conductor *REF* de los audífonos continua haciendo las veces de antena del circuito.

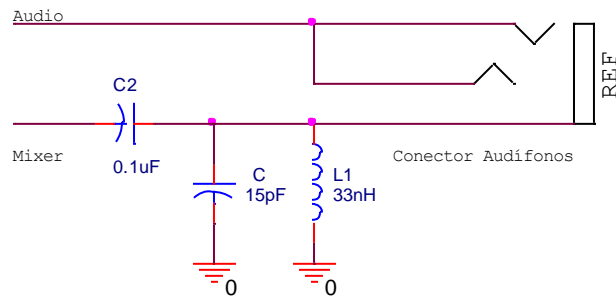


Figura 23: Nueva configuración de conector de audio para antena y filtro pasa-banda.

Fuente: El autor según “EP1512229B1”

5. Comprobación de los circuitos.

Una vez definido el circuito a implementar, se procede a realizar su correspondiente montaje y a efectuar sus respectivas pruebas y comprobación de funcionamiento. El resultado de este proceso determinará si es posible iniciar el proceso de construcción final del circuito y la adecuación del circuito impreso al modelo de carcasa definido. Las características del comportamiento en radio frecuencia del dispositivo se consideran como las más importantes; por esta razón será en ellas en las que se centrará mayormente el análisis de las diferentes etapas del mismo.

Cada circuito fue analizado independientemente, se iniciaron las comprobaciones con el circuito regulador de 2.1V NJM2880, dado que era necesaria su implementación para la puesta en marcha del circuito demodulador TDA7021T. Su comportamiento fue satisfactorio, en efecto, a la salida del *terminal 4* del circuito integrado se pudo medir una tensión de magnitud 2.1V constante.

De esta manera, se procedió a ejecutar el montaje y comprobación del circuito de demodulación basado en el esquemático de la *Figura 15*. De estas comprobaciones fue posible establecer que el *TDA7021T* tiene un mejor comportamiento cuando la señal FM ingresa a través del circuito sintonizado de la *Figura 24* en lugar de entrar directamente por el *pin 12* del integrado. Para este caso la inductancia conectada entre los *pin*s 12 y 13 del TDA7021T tiene un valor de 100nH de manera que se establezca una frecuencia central de aproximadamente 90MHz, según la *ecuación[1]*, donde la ganancia es máxima para cualquier señal que ingrese a través del nodo indicado con la palabra *aerial*.

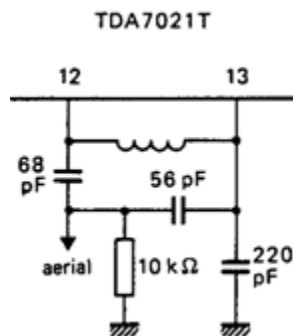


Figura 24: Circuito sintonizado de entrada de señal al TDA7021T

Fuente: Hoja de datos TDA7021T

Se comprobó que con esta configuración era posible demodular señales de frecuencia modulada en un rango de frecuencias comprendido entre los 75MHz y los 103MHz con desviaciones de frecuencia desde los 5kHz hasta los 100kHz y potencias de transmisión tan bajas como -20dBm en cortas distancias, generando estas señales con el generador de radio frecuencia de marca *Marconi* disponible en el laboratorio de comunicaciones de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, UIS. Además, se pudieron escuchar, con un buen nivel de calidad, las emisoras comerciales de radio de nuestra ciudad dentro de esta misma banda de frecuencias, utilizando la configuración de antena sugerida en la patente europea *EP1512229B1* donde *C1* es un capacitor de 82pF y *L1* un inductor de 33nH guiados por el circuito de la *Figura 23*, puesto que para este caso queremos que la antena se acomode para recibir señales en la banda de radio comercial y no en la de los 216MHz.

El circuito de amplificación de audio fue comprobado en conjunto con el demodulador de manera que se pudiera controlar el volumen de las señales de audio a la salida del TDA7021T, su comportamiento fue satisfactorio, haciendo posible la adecuación del nivel de la señal de audio, para que el usuario pueda obtener el máximo de comodidad al percibir el sonido.

Restando únicamente la realización de pruebas al circuito mezclador UPC2756TB, se procedió a la ejecución de las mismas. Se implementó entonces el circuito de la *Figura 13* y se inyectaron señales de RF del orden de los 216 MHz generadas por el equipo *Marconi*, mencionado anteriormente. Los resultados de la medición con el analizador de espectros *TEKTRONIX 2912* pueden ser observados en la *Figura 25*.

Como es posible apreciar, los resultados muestran un comportamiento del mezclador que, aunque sugiere que está cumpliendo su papel de desplazar la frecuencia a un nuevo valor, presenta dos problemas importantes. El primero tiene que ver con el valor de frecuencia del oscilador local que no corresponde con el diseñado debido principalmente a las tolerancias de los elementos electrónicos elegidos; lo cual genera un corrimiento de frecuencia no deseable que ubica la señal de FM en un valor de 62MHz y no dentro del rango de frecuencias de radio comercial para que pueda ser procesada por el circuito demodulador implementado anteriormente. El segundo problema radica en que la señal de RF que entra al mezclador también se encuentra en la salida del mismo. Éste no sería un gran problema si el filtrado a la entrada y a la salida del mezclador fuera muy eficiente, ya que las señales de radio comercial no ingresarían al mezclador y no interferirían de ninguna manera con el resultado de la mezcla; pero puesto que se optó por no configurar filtros

activos en el diseño en aras de reducir el consumo de potencia, se presenta este problema que sugiere ajustar el TDA7021T para que demodule señales en una banda de frecuencias libre; es decir, donde no se realicen transmisiones de alta potencia como las de radio comercial. Por el paso de la señal de 216MHz no hay mayor preocupación puesto que el circuito demodulador no funciona en esa banda.

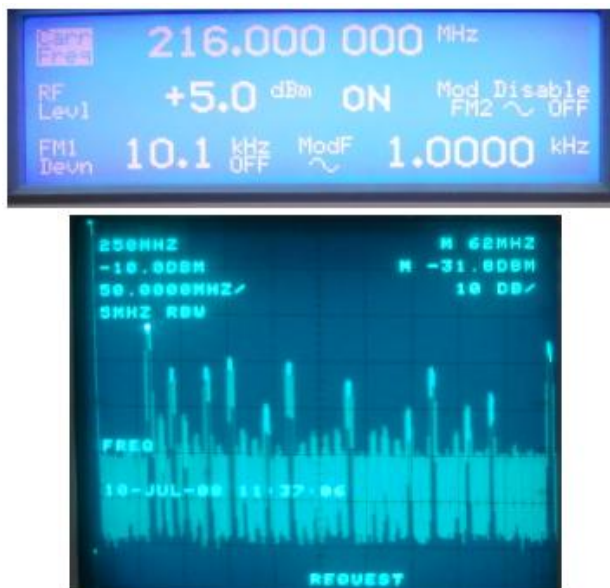


Figura 25: Resultados comprobación mixer UPC2756TB con frecuencia de oscilador local de 314,5MHz.

Fuente: El autor.

Es de importancia acotar que para la realización de estas pruebas se reacomodó nuevamente el diseño del filtro-antena según está indicado en la *Figura 23*.

Respecto del circuito del filtro-antena, comprobar su comportamiento en frecuencia tiene un alto grado de complejidad, puesto que para cada valor de frecuencia medido es necesario realizar su correspondiente acople de impedancias con el equipamiento de medida, de modo que las mediciones de ganancia de potencia en cada caso sean correctas. Ésta dificultad presupone un problema a la hora de determinar si el filtro está ajustado correctamente para tener su máxima ganancia en el rango de frecuencias de los 216MHz a los 217MHz, factor que es importante para asegurar un mejor funcionamiento de la etapa de mezclado.

Dado lo anterior, se reconoce la necesidad de proceder a la ejecución de un proceso de modificación y ajuste de los circuitos que permita el correcto funcionamiento del dispositivo diseñado.

6. Modificaciones y ajuste del diseño.

Como ya se hizo evidente, se necesitó implementar varias modificaciones que solucionasen los problemas descritos en el capítulo anterior. Así, se realizaron variaciones en los diseños del demodulador, el mezclador y el filtro-antena, tal como se mostrará en las siguientes páginas. Los demás circuitos permanecerán tal y como fueron previstos.

6.1. Adecuación final del TDA7021T

Como se dijo en el capítulo anterior, aunque la configuración establecida del circuito demodulador presenta un comportamiento aceptable; las características del mezclador que permiten el paso de la señal de RF y las condiciones del filtro pasivo previo a éste, hacen necesario un replanteamiento del diseño de modo que el sistema no se vea afectado por interferencias generadas por el paso, a través del *mixer*, de señales producto de transmisiones de alta potencia como las de radio comercial.

De esta forma, aprovechando las características de frecuencia del TDA7021T se decidió ajustar esta etapa del dispositivo de manera que el circuito demodulador procesara señales en un rango de frecuencias comprendido entre los 50 y 70MHz, rango éste que contiene porciones del espectro radioeléctrico predestinadas únicamente para emisiones de radio de baja potencia e incluso una porción para radio-aficionados, que generalmente son fracciones libres de transmisión alguna.⁽⁵⁾

En la Figura 26 se observa el circuito junto con las modificaciones que fueron necesarias de efectuar, en el *terminal 5* del circuito se observa el tanque de sintonía, que a diferencia del diseño anterior tiene una bobina de 150nH en lugar de una de 56nH; para este caso el diodo varicap se polariza de manera inversa con tensiones que van desde los 0V hasta los 2.1V para que se cubra el mayor rango posible de sintonía, para ello los terminales del potenciómetro *R2* no se conectan a resistencias sino directamente a tierra y a Vcc (2.1V) respectivamente. En los *terminales 12* y *13* del TDA7021T se observa la configuración de entrada del circuito que se describió con anterioridad y del que se dijo que permite un mejor comportamiento del circuito demodulador. Para este caso, ese circuito se configuró de manera que tuviera una frecuencia central de 61MHz, según la *ecuación*[1].

A este circuito se le realizaron diversas pruebas y fue posible establecer que tiene la capacidad de demodular señales de FM en frecuencias que van desde los 43MHz hasta los 65MHz.

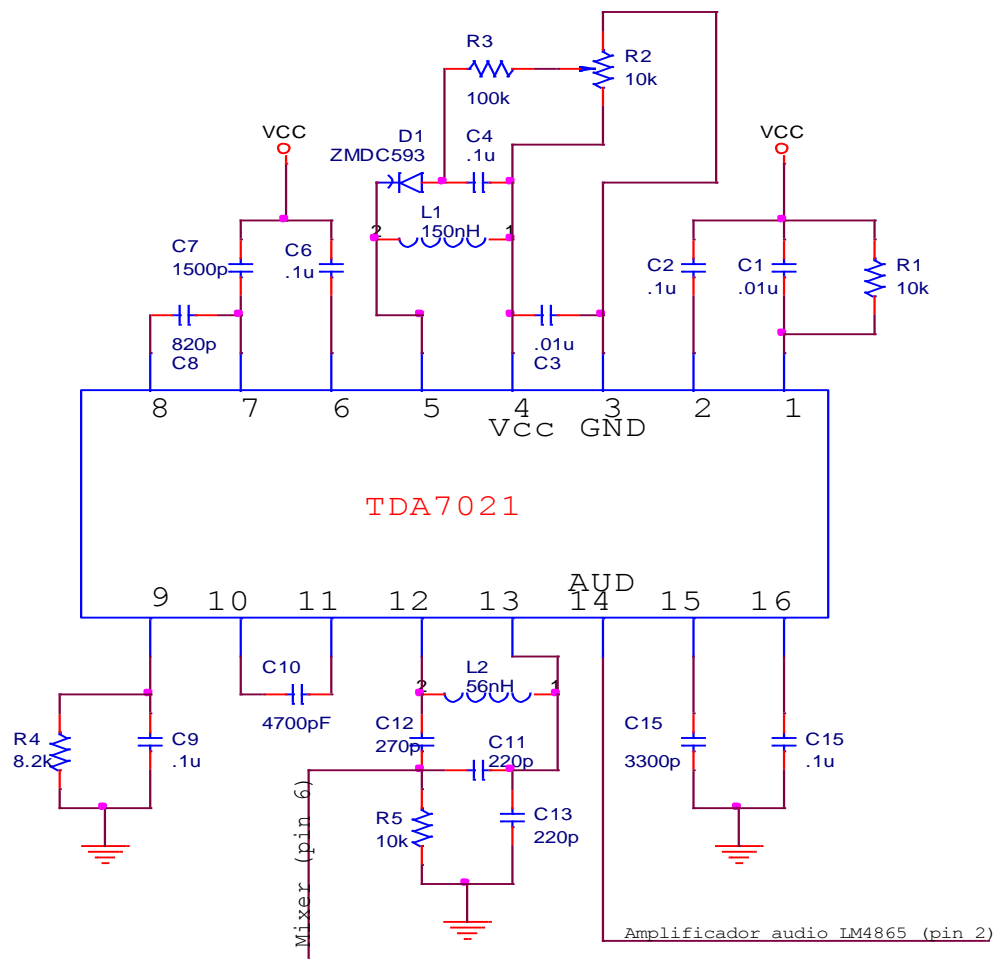


Figura 26: Circuito demodulador modificado en la banda de 50MHz-70MHz

Fuente: El autor.

6.2. Ajuste del circuito antena-filtro

Como ya se dijo anteriormente la caracterización de este circuito implica un proceso de alta complejidad, sin embargo es posible realizar un ajuste de este circuito, quizá un tanto experimental, que asegure de cierta manera que las señales con frecuencias del orden de los 216MHz pasen a través del filtro con un máximo valor de potencia para ser conducidas al mezclador.

Para este propósito se planteó una pequeña adición al circuito de la Figura 23 consistente en añadir un componente variable de manera que fuera posible ajustar la frecuencia central del filtro pasabajos según se observara en el analizador de espectros que se obtuviera una mayor potencia para las señales de la frecuencia de interés (216MHz). El circuito implementado puede observarse en la

Figura 27, según la ecuación [1] la frecuencia natural de este circuito variará entre 194MHz y 330MHz, dependiendo del valor que tome el capacitor variable C3, pudiéndose elegir un valor de su capacitancia que convenga para que al mezclador ingresen señales de 216MHz con el mayor nivel de potencia.

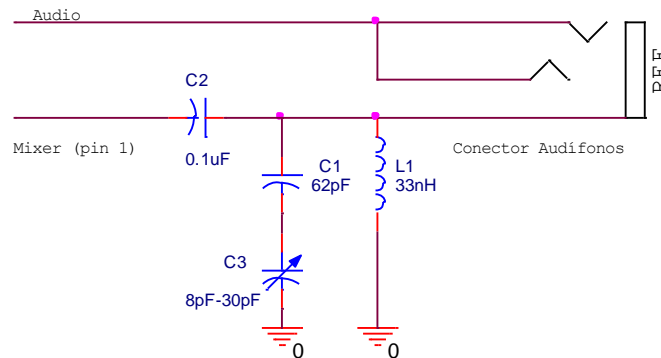


Figura 27: Modificación final del circuito filtro-antena

Fuente: El autor.

6.3. Adecuación y ajuste final del circuito mezclador.

Finalmente, dadas las características observadas en el capítulo anterior respecto del funcionamiento del mezclador, se decidió la implementación del circuito de la Figura 28.

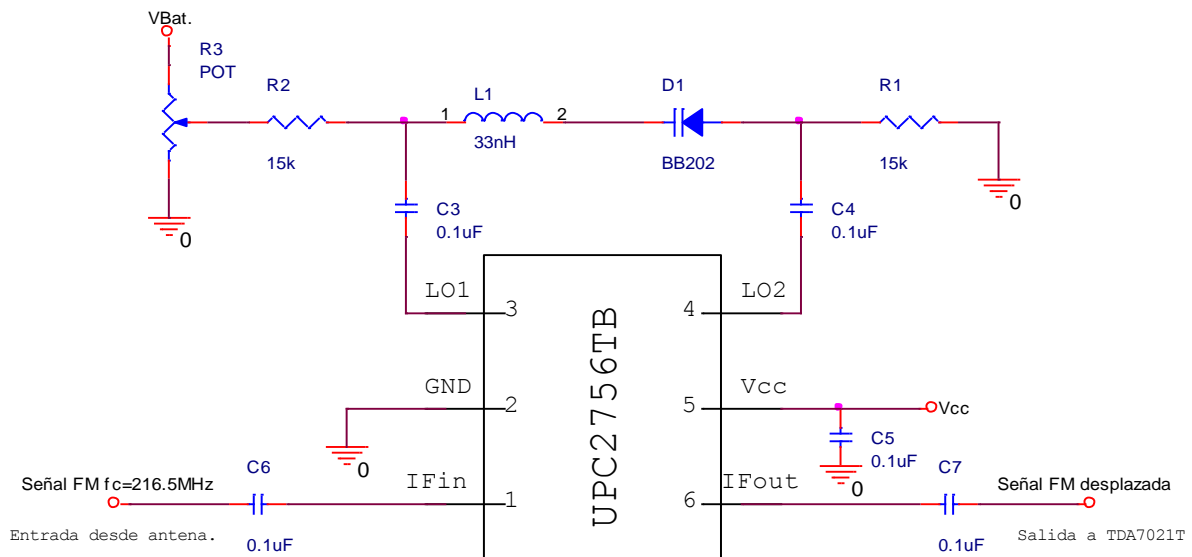


Figura 28: Modificación final del circuito mezclador.

Fuente: El autor.

La principal diferencia con el circuito predecesor radica en que este circuito modificado no establece una frecuencia fija para el oscilador local integrado, sino que se vale del uso de un diodo varicap, el BB202, para controlar la frecuencia de oscilación a conveniencia, siguiendo el mismo principio descrito para la etapa del circuito demodulador. En la *Figura 29* puede observarse la curva característica del diodo varicap BB202.

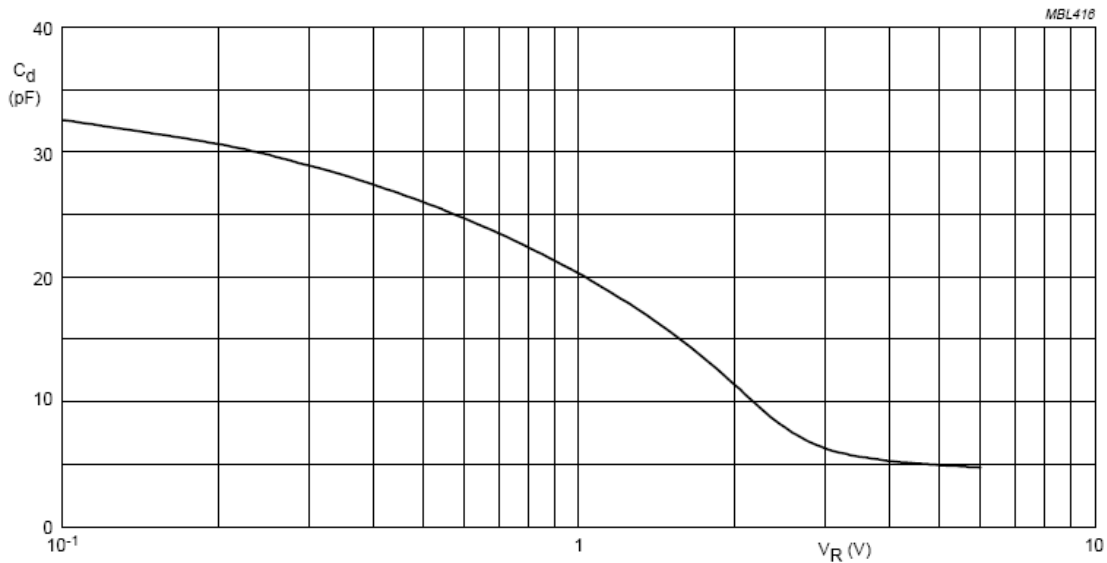


Figura 29: Curva característica del diodo varicap BB202.

Fuente: Hoja de datos del diodo varicap BB202.

Haciendo un análisis a partir de la red conformada entre los *pin*s 3 y 4 del chip mezclador y de la curva característica del BB202, es posible determinar, recordando la *ecuación* [1], que al recorrer el rango de valores del potenciómetro *R3*, se puede controlar la frecuencia del oscilador local del mezclador UPC2756TB en valores que oscilan entre los 152MHz y los 310MHz siendo 3.7V la tensión *VBat*, aplicada en uno de los extremos del potenciómetro, toda vez que con esta acción se polariza de manera inversa el diodo varicap con tensiones entre 0V y 3.7V. Para este caso es importante tener en cuenta que $V_{Bat}=V_{cc}=3.7V$

De esta manera se puede obtener con mayor facilidad un valor conveniente de la frecuencia del oscilador local, de modo que a la salida del mezclador las señales que ingresen a éste, del orden de los 216MHz, se encuentren trasladadas a un valor dentro del rango estipulado de recepción del circuito demodulador.

La *Figura 30* representa una ilustración de los resultados de la prueba de funcionamiento del circuito mezclador, luego de la realización de las modificaciones descritas. Es posible notar en ella, que el pico de mayor potencia es el de la señal de 216.625MHz producida con el generador de señales de FM *Marconi*. El pico señalado con el punto de mayor intensidad lumínica corresponde al resultado de la mezcla, es decir, a la señal de FM trasladada, para este caso a 60.6MHz. Valor que se encuentra dentro del rango de valores de frecuencia ajustados para el funcionamiento del circuito demodulador.

Un acercamiento realizado con el analizador de espectros alrededor de la frecuencia de 60MHz, como se observa en la *Figura 31*, muestra con más detalle la señal de FM trasladada que será finalmente la que se conduzca a la entrada del TDA7021T para que sea demodulada y posteriormente amplificada de modo que llegue en condiciones adecuadas al oyente o usuario final del dispositivo.

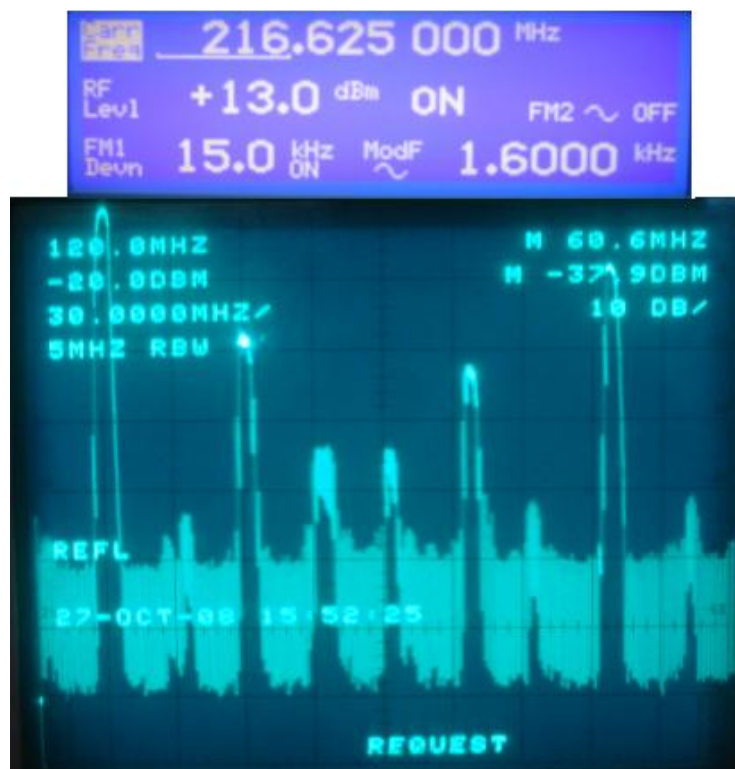


Figura 30: Resultados de la prueba de funcionamiento del Mezclador ajustado.

Fuente: El autor.



Figura 31: Señal de FM trasladada con el Mezclador UPC2756TB a 60.7MHz.

Fuente: El autor.

Tal como se ven las cosas a este punto, la ejecución de éste y los anteriores ajustes deben, una vez integradas todas las etapas del diseño, permitir la obtención de resultados favorables en cuanto al funcionamiento del sistema total.

7. Medición de Potencia y SNR del sistema.

Una vez determinadas todas las modificaciones e implementados los circuitos descritos anteriormente, se inicia un proceso de ajuste de la frecuencia de recepción del radio. De modo que se puedan realizar las principales mediciones que caractericen el dispositivo en cuanto a consumo de potencia y relación señal a ruido (SNR) de la señal de audio, salida del sistema.

Se decidió ajustar el radio de modo que se demodularan las señales en FM correspondientes al canal *2M* de del transmisor *Listen LT800* con una frecuencia de 216.625MHz (ver *Tabla 1*). Para ello se utilizó un procedimiento experimental consistente en ajustar la frecuencia del mezclador de forma tal que se observara a su salida, medida con el analizador de espectros, una componente de frecuencia en el centro de la banda de funcionamiento de la etapa demoduladora; después de esto, para sintonizar la señal se inició un barrido con el potenciómetro de 5 vueltas de la etapa de demodulación hasta que se escuchara de manera más clara la transmisión realizada, para este caso, con el transmisor *Marconi* del laboratorio de comunicaciones de la E3T, emulando las características de la señal que se generaría en el canal *2M* del transmisor *Listen LT-800*.

La selección del canal se decidió pensando en que éste es uno de los canales centrales de banda ancha de la gama de posibilidades que presenta el transmisor de propiedad del Instituto de Lenguas de la UIS y además, está lo suficientemente alejado de la frecuencia de 216.0MHz que es la frecuencia más crítica pensando en posibles interferencias que se generen a la salida del mezclador por cuenta de las señales de radio comercial y sus múltiplos que alcanzan a ingresar a éste.

De cualquier manera, es importante acotar que dadas las características de la configuración del dispositivo, es posible ajustar la frecuencia de demodulación del sistema para que éste funcione en cualquiera de los canales de transmisión del *Listen LT-800*

Una vez se comprobó el correcto funcionamiento del equipo se procedió a realizar las correspondientes mediciones que se tenían previstas desde la definición de los objetivos específicos del proyecto.

Para medir el consumo de potencia del sistema completo, el circuito implementado fue equipado con una resistencia de 1.0Ω nominales, 1.9Ω medidos con el multímetro de marca *BK* de referencia

66B2660, conectada en serie con la fuente que alimenta el sistema, de 3.7V emulando la tensión normal de una batería de una sola celda de ion de litio, de manera que al medir la tensión sobre la resistencia se pudiera tener una noción de la corriente que fluye desde la fuente. Así, la tensión diferencial entre los dos terminales de la resistencia resultó ser de 23mV que por Ley de Ohm significa un flujo de corriente a través de ella de 12,11mA siendo ésta la misma corriente entregada por la fuente de tensión. De esta forma, la potencia consumida por el sistema es equivalente al producto de la tensión de la fuente con la corriente suministrada por ella, es decir que el sistema consume una potencia de 44.81mW.

La medición de la relación señal a ruido de la salida de audio del sistema, es un proceso un poco más complejo, ya que requiere el uso del analizador de espectros y la identificación de la señal de audio para ser comparadas con las componentes de frecuencia que no corresponden a la señal enviada en la transmisión. Como las señales de voz, no tienen espectros definidos, lo mejor es realizar las pruebas enviando en la señal de FM un tono de una frecuencia que esté entre los valores de los 10Hz hasta los 10kHz, cuyo espectro es fácilmente identificable por tener éste la forma de un impulso en la frecuencia seleccionada. Así, una vez identificado este impulso se procede a comparar su potencia con la potencia de las demás componentes de frecuencia que no corresponden al tono enviado.

En la *Figura 32* se puede apreciar el resultado de la medición tomada a la salida del sistema, es decir en la salida del amplificador de audio LM4865. Se decidió enviar como mensaje en la señal de FM de 216.625MHz, un tono o señal sinodal con una frecuencia de 5kHz y se ajustó el analizador de espectros de manera que esta frecuencia se situara en el centro de la pantalla, además la escala de frecuencia utilizada es, como puede verse, de 2kHz por división de modo que la pantalla horizontalmente cubre las frecuencias desde -5kHz hasta 15kHz cubriendo la totalidad del rango de respuesta de audio del TDA7021T que tiene un ancho de banda que va desde los 63Hz hasta los 10kHz. Verticalmente, el analizador de espectros está configurado de manera que en el punto superior, se encuentra el nivel de referencia de potencia que para este caso es de -10dBm además, por cada división hacia abajo, se reduce esta potencia en una magnitud de 10dB de manera que en la parte más baja de la pantalla el nivel de referencia es de -90dBm.

Así pues, el pico que se observa en la mitad de la pantalla del analizador de espectros corresponde al resultado de la demodulación de la señal de FM, es decir el mensaje o tono de 5kHz modulante de la portadora de 216.625MHz, sin embargo también es visible la aparición de armónicos de esta

señal a la salida del sistema, representados en los picos ubicados posteriormente en 10kHz y 5kHz. Asumiendo que estos armónicos son producto del proceso de demodulación, se consideran como ruido únicamente las componentes de frecuencia diferentes a los múltiplos de 5kHz. El pico más alto que se observa corresponde a la componente de continua (0 Hz) y no se tiene en cuenta para el análisis de ruido.

La relación señal a ruido de la salida de audio del sistema según se puede observar es de alrededor de -55.3dB que es el valor que señala el analizador de espectros para la diferencia de potencias entre los dos indicadores en pantalla (puntos de mayor intensidad de brillo). Sin embargo, como es posible apreciar el indicador más bajo no se encuentra en el punto más alto de las componentes consideradas como ruido, así que podría decirse que la relación señal a ruido es de aproximadamente 45dB.

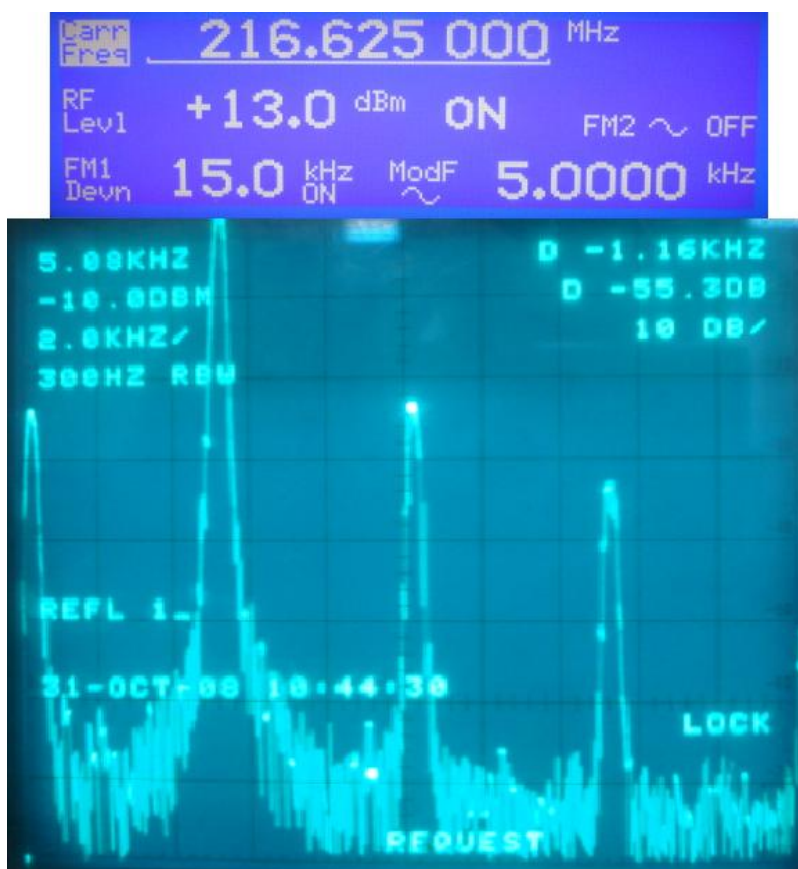


Figura 32: Medición de la relación señal a ruido de l salida de audio del sistema

8. Preparación del diseño para su presentación final

8.1. Selección de la batería.

Como el dispositivo que ocupa el desarrollo de este proyecto hará parte de un sistema del cual se hará uso con gran frecuencia, se pretende que la batería seleccionada sea recargable; además, teniendo en cuenta que su uso podría llegar a extenderse a tiempos cercanos a las 8 horas continuas se busca que la carga de la misma alcance como mínimo para darle al equipo receptor este tiempo de autonomía.

Las baterías de *ion de litio* constituyen hoy en día una de las mejores opciones a la hora de elegir una fuente de energía portátil, sus reducidos tamaños las hacen ideales para diversos tipos de aplicaciones entre las que se encuentran las comunicaciones móviles; además, para toda clase de equipos electrónicos portátiles. Por otra parte, características eléctricas como su mayor capacidad frente a sus competidoras y su voltaje que es más estable que el que ofrecen otros tipos de baterías son aspectos que a la postre hacen que las baterías de ion de litio sean mucho más atractivas.

En este orden de ideas y teniendo en cuenta la magnitud de corriente que exige el funcionamiento del dispositivo diseñado, según como se vio en el capítulo anterior, se decide el uso de la batería **PL-383562** del fabricante *TENERGY*, batería de una celda de ion de litio con una capacidad de 875mAh y una tensión de 3.7V, que además representa una opción económica en comparación con sus similares en el mercado. En la *Figura 33* puede observarse una fotografía de la batería que se implementará en el sistema, mientras que la *Tabla 7* muestra algunas de sus principales características.



Figura 33: Batería seleccionada para alimentar el sistema.

Fuente: www.tenergybattery.com

Tabla 7: Principales características de la batería seleccionada.

Composición Química.	Polymer Li-Ion
Características Eléctricas	3.7V, 850mAh
Modelo	383562
Máxima tasa de recarga	875mAh (1C)
Máxima tasa de descarga	1,750mAh (2C)
Ciclo de vida	Superior a 500 recargas
Peso	20g
Dimensiones	60 mm x 35 mm x 4 mm

Fuente: El autor, con base en información proporcionada en www.tenergybattery.com

8.2. Circuito de recarga de la batería

Frente a las grandes cualidades de las baterías de *Li-ion* se encuentra la desventaja de que este tipo de batería debe ser manejada con especial cuidado al momento de ser recargada, pues para tal fin se necesita contar con fuentes de tensión y corriente suficientemente controladas, ya que de no ser así este tipo de baterías es susceptible a sufrir daños e incluso explosiones.

Por lo general las baterías de ion de litio de una sola celda se recargan con una fuente de tensión regulada de 4.2V que debe suministrar una corriente, como máximo de IC , donde C es la capacidad nominal de la batería en *Amperes-hora*; lo que es equivalente, en el caso de la batería seleccionada para hacer parte del sistema de recepción en discusión, a tener una fuente de 4.2V que inyecta a la batería, como máximo, una corriente de 875mA.

Para este fin, y dado el auge de las baterías de *Li-ion* muchos fabricantes de microcircuitos electrónicos, se han dado a la labor de diseñar dispositivos de control de carga de este tipo de baterías, en la búsqueda de brindar a los usuarios de ellas mayores niveles de seguridad. Así pues, para recargar la batería seleccionada, se plantea el uso del circuito integrado STC4054 (hoja de datos en ANEXO 8), que permite la recarga de baterías de ion de litio con corrientes de hasta 800mAh. La selección de este integrado se decidió entre otras cosas a la simplicidad de su configuración que con muy pocos componentes externos permite el ajuste de condiciones para recargar correctamente y con seguridad la batería de referencia PL-383562, previamente seleccionada.

En la *Figura 34* se puede observar la distribución de pines y la configuración del STC4054 necesaria para recargar la batería a utilizar en el dispositivo diseñado. El valor de la resistencia R_{PROG} conectada en el pin 5 (*PROG*), determina la magnitud de la corriente que sale por el pin 3 (*BAT*) y que es la misma que se inyecta en la batería para recargarla; este valor de resistencia se elige según la ecuación suministrada en la hoja de datos del circuito controlador de carga de la batería:

$$R_{PROG} = \frac{1000 \times V_{PROG}}{I_{BAT}}; \quad \text{Ecuación [3]}$$

Donde I_{BAT} es la corriente con la que se desea cargar la batería y V_{PROG} es la tensión en el terminal *PROG* del circuito integrado y tiene un valor equivalente a 1V mientras la batería se carga con corriente constante.

Así, para ajustar una corriente que permita recargar la batería en un corto tiempo, se elige usar un resistor R_{PROG} de 1.27k Ω que produce una corriente de carga de alrededor de 790mA que es un valor inferior pero cercano al máximo de corriente permitido, $I_C=875mA$, para la recarga de la batería seleccionada eliminando cualquier riesgo de explosión, y que además no sobrepasa el límite de corriente especificado para el chip STC4054.

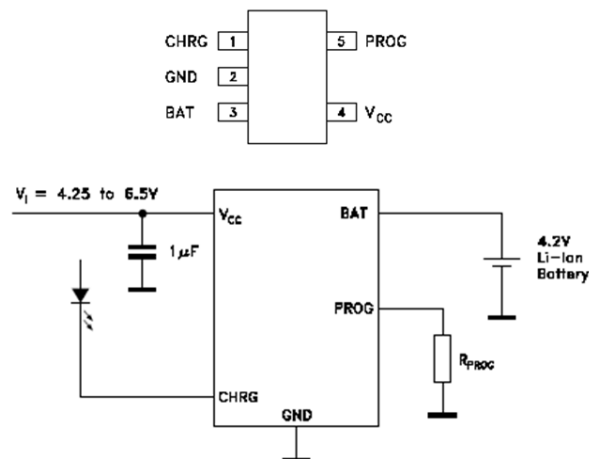


Figura 34: Distribución de pines y configuración del STC4054 para recargar baterías de ion de litio.

Fuente: Hoja de datos del STC4054.

El diodo emisor de luz (*light emitting diode, LED*) que se puede apreciar conectado al terminal *CHRG* del STC4054 se enciende cuando la batería se encuentra en proceso de carga y su nivel de intensidad de luz disminuye cuando la batería ha alcanzado un nivel de carga aceptable. En el momento en que el circuito es desconectado de la fuente de energía V_{CC} el LED deja de iluminar por completo. Para evitar daños en el LED su ánodo debe conectarse a V_{CC} a través de una resistencia de 150Ω ; el cátodo tal como se muestra en la *Figura 34* se conecta directamente al terminal *CHRG*.

Los niveles de tensión de V_{CC} según se especifican en la hoja de datos del STC4054 deben ser superiores que $4.25V$ e inferiores que $6.5V$. De esta manera se hace necesaria la utilización de un transformador AC/DC con una salida de tensión dentro del rango descrito y que además sus devanados soporten el flujo de una corriente superior que la corriente de recarga de la batería, preferiblemente mayor que $1A$. Así pues, se decide el uso del transformador **SPU10-1**, *switching adaptor*, con una salida de DC de 5.3 Volts y diseñado para manejar corrientes hasta de 1.5 amperes.

8.3. Circuito de encendido del sistema.

Todo dispositivo electrónico debe estar provisto de un sistema de encendido y apagado, siempre y cuando no se requiera de él un servicio permanente sin posibilidad de interrupción del mismo. Así se constituyó el circuito que se observa en la f---- que además proporciona la opción al usuario de visualizar un *LED* que indica la actividad del equipo cuando éste está encendido. Todos los circuitos del sistema se polarizan a través del nodo alimentación con excepción del TDA7021 que se alimenta de la fuente regulada de $2.1V$.

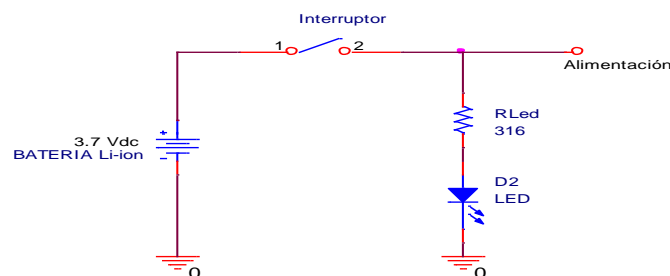


Figura 35: *Circuito de encendido y apagado del sistema*

Fuente: El autor.

9. Construcción final del dispositivo.

A este punto del trabajo, el diseño de la carcasa⁴ del receptor de radio y su componente electrónico se conjugan finalmente. Las características de la carcasa determinarán la forma de la tarjeta del circuito impreso donde irán todos los elementos electrónicos que componen el diseño del dispositivo. De la misma manera, los controles que hacen parte de la interfaz del dispositivo con el usuario definen la posición de varios de los elementos electrónicos en la tarjeta. Así, se debe manejar un trabajo paralelo entre el área del diseño del elemento de protección o carcasa y el área de la electrónica, de manera que la geometría del circuito impreso y la distribución de los elementos electrónicos en el mismo estén acordes con el cuerpo de la carcasa de forma que se pueda garantizar un correcto funcionamiento del equipo y un nivel adecuado de confort de los usuarios.

En la *Figura 36* se muestra cómo las características formales de la carcasa determinan la geometría del circuito impreso; además, la *Figura 37* detalla las dimensiones finales que tendrá la tarjeta y además muestra algunos de los componentes electrónicos que se habrán de montar sobre ella.



Figura 36: Circuito impreso a partir de la forma de la carcasa.

Fuente: Los autores.

⁴ Los detalles sobre el proceso de diseño del componente de carcasa se encuentran en el documento titulado “*Interface física para un radio receptor en FM, diseño y construcción*”.⁽¹²⁾

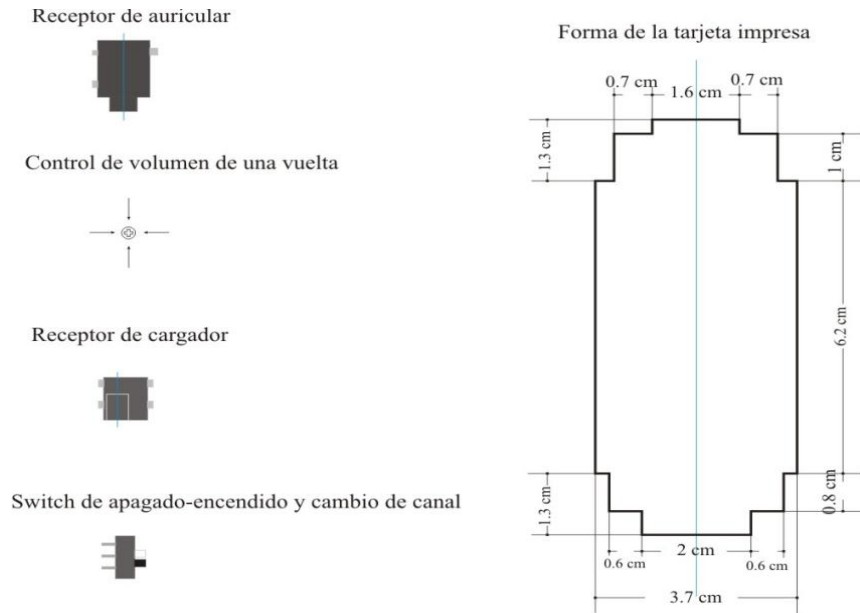


Figura 37: Dimensiones de la tarjeta y principales componentes electrónicos de interacción

Fuente: Los autores

Debido a las prestaciones y funcionamiento del equipo, los componentes electrónicos de interacción tienen que ubicarse e instalarse en el circuito impreso tal como se indica en la *Figura 38*, donde se señalan los diferentes elementos de interacción; así, en la *Figura 39* y en finalmente en la *Figura 40* se especifican las posiciones exactas en que cada uno de estos elementos habrá de ser ubicado.

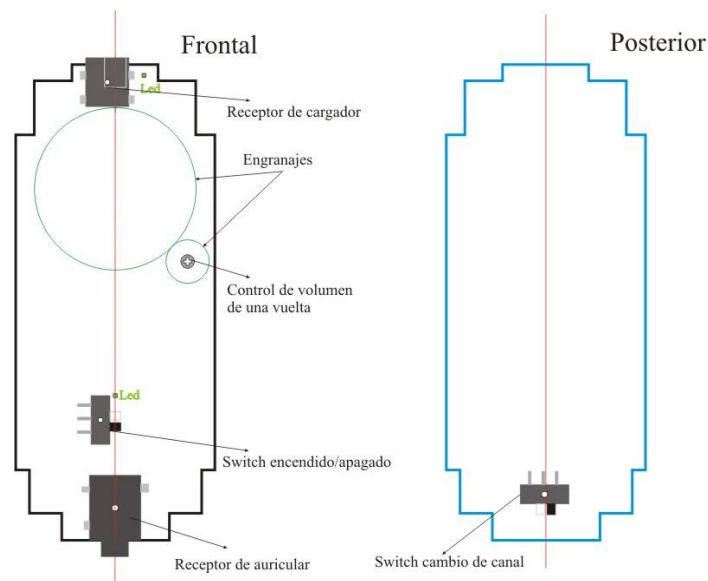


Figura 38: Componentes electrónicos ubicados en la tarjeta

Fuente: los autores

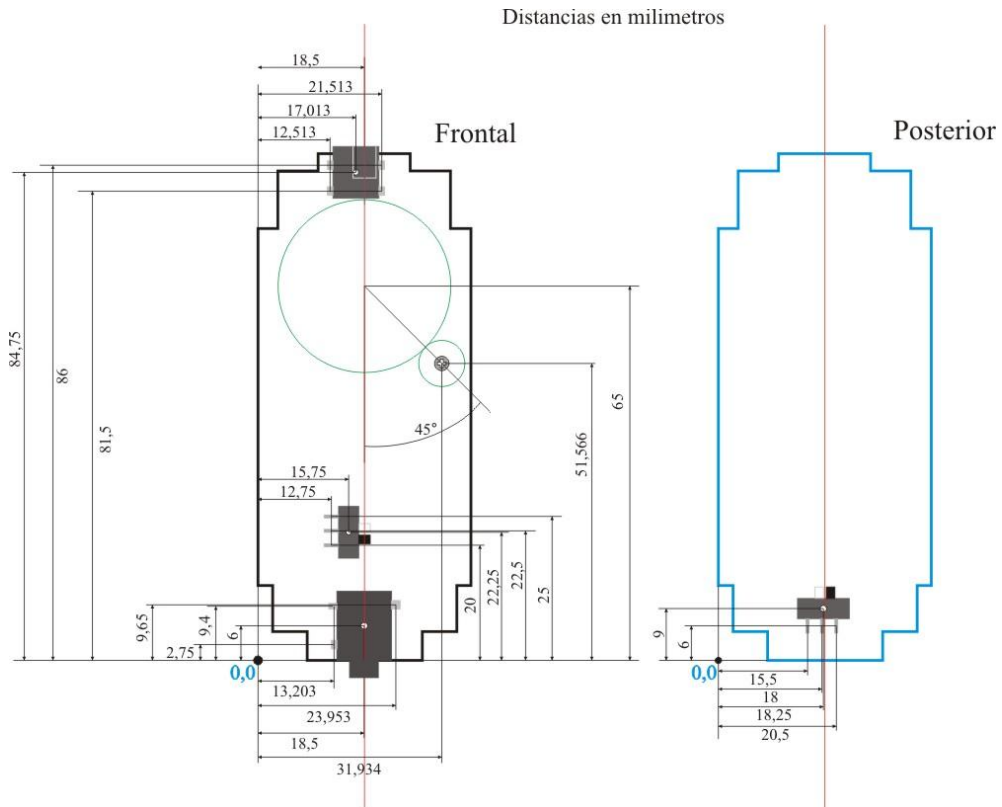


Figura 39: *Coordenadas y posicionamiento de los elementos electrónicos de interacción*

Fuente: Los autores.

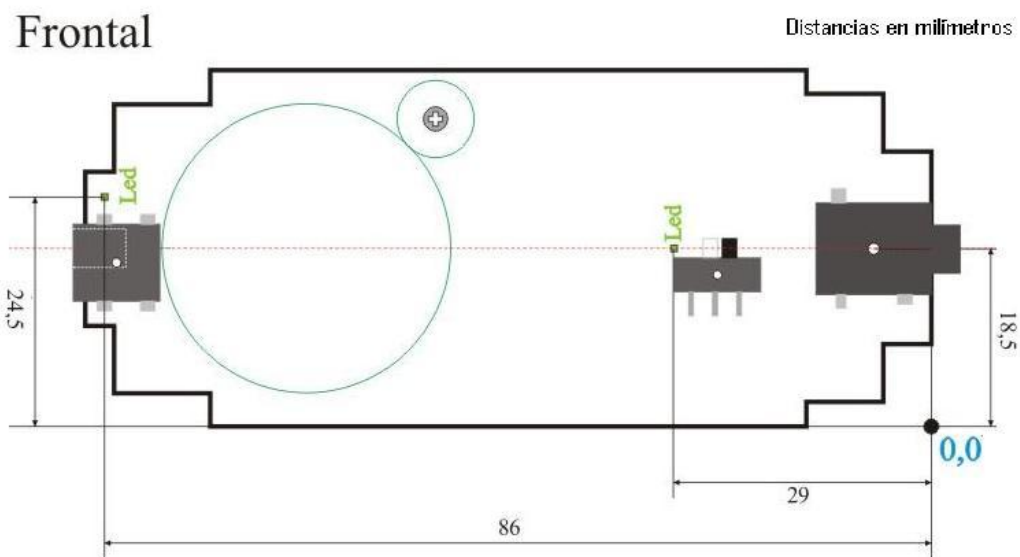


Figura 40: *Coordenadas y ubicación de los LEDs indicadores de encendido y recarga de batería*

Fuente: Los autores.

Se define colocar los componentes electrónicos en las posiciones indicadas de acuerdo a la forma de la carcasa y a la ubicación de los controles propuestos en ella anteriormente, siendo estas posiciones definidas por el resultado del análisis formal y por el estudio de la encuesta que determinó el modelo evolucionado de carcasa⁵.

Como lo muestra la *Figura 41*, la batería se ubicará en la parte posterior de la tarjeta. Se hizo necesario el diseño de una pieza de enganche entre la tarjeta y la batería de manera que fuera posible intercambiarla con facilidad puesto que, al no ser ésta una batería de tamaño estándar, en el mercado no se encuentra un elemento, acorde con sus dimensiones, que ancle la batería a la tarjeta sin necesidad de soldarla.

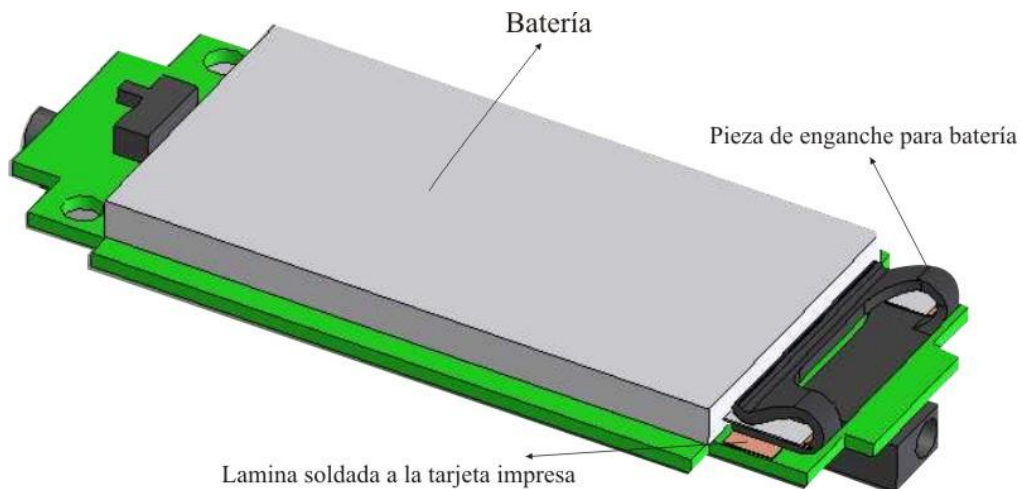


Figura 41: Posicionamiento de la batería y del elemento sujetador de la misma (vista posterior del impreso)

Fuente: Los autores

Esta pieza de enganche para la batería se ajusta a través de dos pines al circuito impreso y posteriormente las láminas de cobre, que van insertadas a lado y lado de la pieza de enganche, se sueldan a los *pads* provistos para este fin en la tarjeta. La *Figura 41* muestra también las láminas de cobre a las que se ha hecho alusión y las porciones salientes de las mismas que serán las que se sueldan a los *pads* correspondientes en la tarjeta. La *Figura 42* muestra las coordenadas en la tarjeta donde se ubicaron los *pads* para efectuar la soldadura de la pieza de enganche.

⁵ La encuesta referenciada se encuentra en el documento titulado “*Interface física para un radio receptor en FM, diseño y construcción*”.⁽¹²⁾

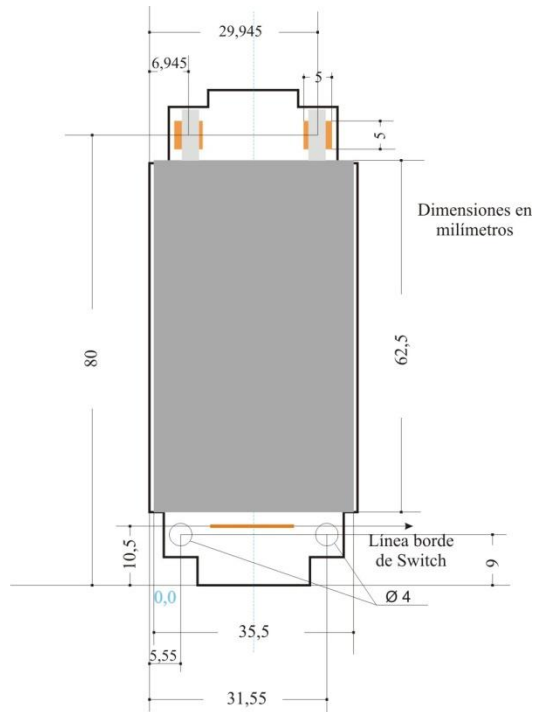


Figura 42: Pads para soldadura de pieza de enganche de batería, dimensiones, posición y coordenadas

Fuente: Los autores.

En la *Figura 43* es posible observar en detalle el diseño de la pieza de enganche y además la forma en que ésta sujeta la batería de manera que no sea necesario soldarla y que su remoción sea fácil al momento de reemplazarla por una batería nueva.

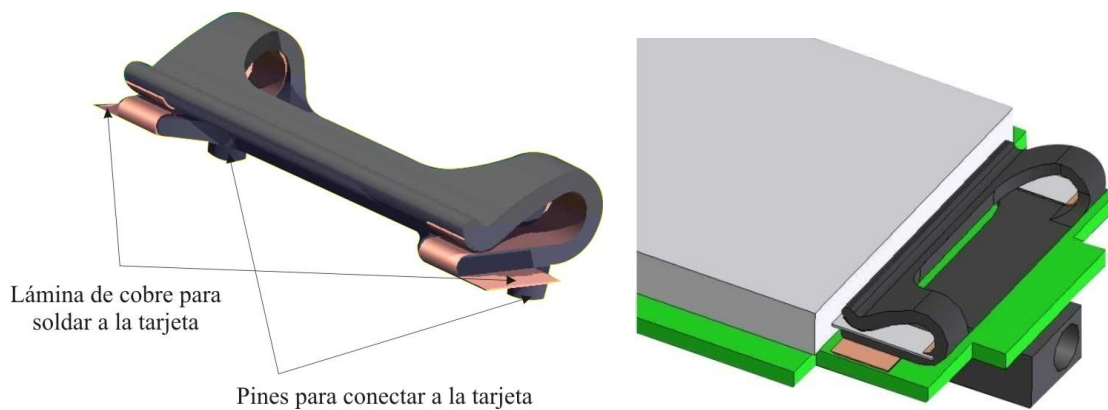


Figura 43: Pieza para enganchar la batería y detalle de la ejecución del enchance

Fuente: Los autores.

La pieza de enganche para la batería es una especie de resorte que en sus extremos tiene unas láminas de cobre que cumplen la función de conectar a presión los terminales conductores de la batería. Esta lámina de cobre, como ya se acotó, tiene un sobrante en cada uno de los extremos para facilitar su soldadura con la tarjeta impresa.

Con el fin de evitar que la soldadura soporte toda la fuerza que se ejerza cuando se intente abrir el resorte al momento de cambiar la batería, se proponen un par de pines que entran en unos orificios en la tarjeta ayudando a ajustar la pieza de enganche y a soportar la fuerza.

Como también es posible observar en la *Figura 42* el circuito impreso deberá estar provisto de dos perforaciones con un diámetro de 4mm en las posiciones allí indicadas, de manera que se garantice un buen grado de sujeción al cuerpo de la carcasa. Además, es por estos agujeros que pasa el elemento receptor de los tornillos que sellan el componente de protección del equipo.

En la *Figura 44* se observa el diseño final del circuito impreso del dispositivo; éste tiene en cuenta todas las etapas definidas del sistema mas el circuito de recarga de la batería respetando las posiciones de todos los elementos de interacción que se describieron recientemente.

También se puede observar que el diseño del circuito impreso presenta un amplio plano de tierra en ambas caras que cumple una función de ayuda en la reducción de posibles interferencias y ruido. Todas las pistas tienen un ancho de 0.3mm y la separación de ellas con el plano de tierra es de 0.5mm. En la parte inferior de la cara posterior, se pueden apreciar los *pads* para el posicionamiento de un interruptor que se decidió dejar simplemente como indicador guía de la posición del selector de cambio de canal, dado que el diseño de carcasa lo tiene en cuenta, en caso de construirse una evolución del sistema que permita la selección de dos canales de recepción.

Tal como se definió en el capítulo “*requerimientos generales*”, todos los elementos electrónicos implementados en este diseño, son elementos para montaje superficial, lo cual permite un mayor aprovechamiento del área de la tarjeta de circuito impreso y además le da una apariencia de mayor modernidad al componente electrónico del diseño. Los elementos pasivos, es decir, capacitores, bobinas y resistencias incluidas en el diseño fueron elegidos, en su totalidad, del tipo de encapsulado 0603 que es un tipo de empaquetamiento para elementos pasivos de un tamaño relativamente pequeño, pero que aún así permite ejecutar su montaje de manera manual sin mayor dificultad.

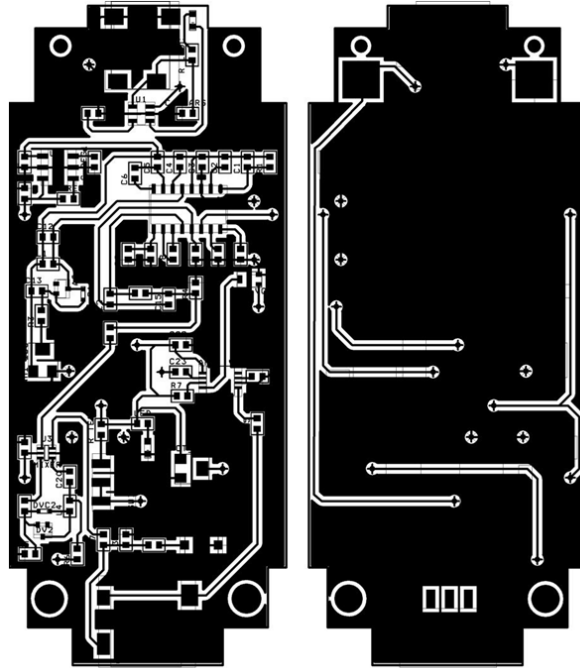


Figura 44: Trazado del circuito impreso del dispositivo. Anverso y reverso.

Fuente: El autor.



Figura 45: Circuito impreso físico del diseño con montaje final de las partes electrónicas Anverso y reverso

Fuente: El autor.

En la *Figura 45* se puede apreciar de mejor manera la configuración del circuito impreso diseñado. En el anverso se ubican todos los componentes electrónicos que integran las etapas descritas del diseño; de igual manera, en la cara posterior se provee el espacio para la ubicación de la batería.

La *Figura 46* ilustra la disposición de los elementos electrónicos sobre el circuito impreso según la etapa del sistema a la cual pertenezcan; la etapa del demodulador se encuentra encerrada por un marco de color amarillo, la del mezclador por un recuadro verde, la etapa de adecuación de la señal de audio encerrada en color naranja, la etapa del filtro-antena en color púrpura, el regulador de 2.1V en color blanco, el circuito controlador de la recarga de la batería se puede observar enmarcada en color rojo y finalmente encerrado en un marco de color gris se encuentra el circuito de encendido y señalización de funcionamiento del sistema.

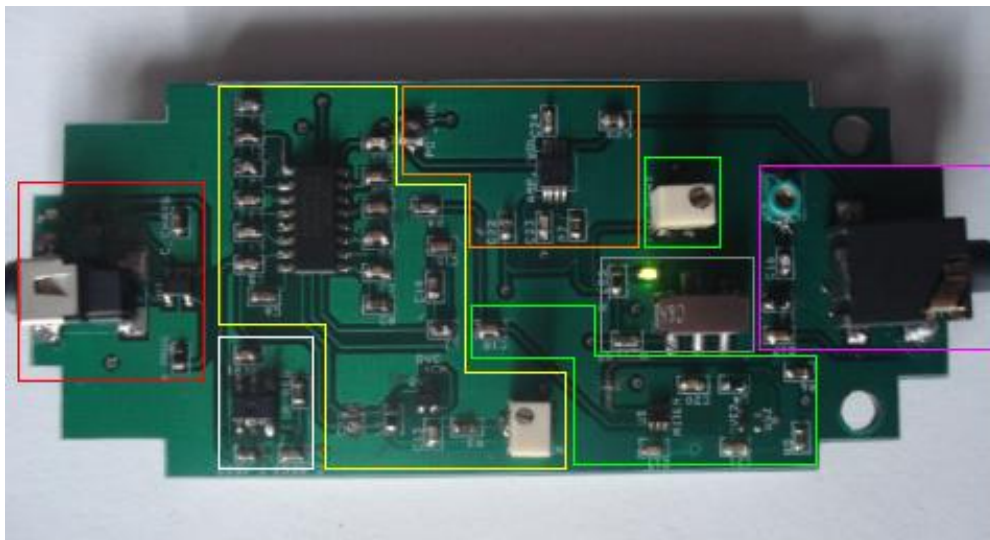


Figura 46: Posicionamiento en el circuito impreso de las diferentes etapas del sistema

Fuente: El autor.

Finalmente, la *Figura 47* muestra la presentación final que tendrá el dispositivo así que en ella se puede observar el elemento de contención y protección⁶ del equipo diseñado que contendrá el circuito impreso y permitirá en últimas la interacción con el usuario, que únicamente tendrá poder

⁶ El elemento de contención y protección del equipo, es el resultado del trabajo de grado inscrito bajo el título “*Interface física para un radio receptor en FM, diseño y construcción*”.⁽¹²⁾

en los controles para encender el equipo y graduar el nivel de audio o volumen del sonido según le parezca conveniente.



Figura 47: *Presentación final del dispositivo diseñado.*

Fuente: Los autores.

A continuación, en la *Tabla 8*, se pueden observar las características finales del dispositivo construido. Es importante que el lector realice para sí una comparación con las características enunciadas de los equipos disponibles en el mercado que se señalaron en el *Capítulo 1, sección 1.3*.

Tabla 8: *Características del dispositivo final diseñado.*

<p>OPCION DISEÑADA</p>	
<p>SEÑAL</p>	<p>Capaz de recibir y demodular cualquier señal generada por el transmisor <i>LISTEN LT-800</i>, sin embargo el usuario final no puede en cual de los canales, puesto que éste se deja configurado internamente, siendo el canal recomendado para el técnico que lo ajusta el <i>2M (216.625MHz)</i></p>

AUDIO	Relación Señal a Ruido (NSR): 45dB. Ancho de banda: 60-10kHz. Usando audífonos <i>OKEM305</i> de <i>EPRONET</i> .
CONTROLES	Mandos de usuario: Volumen y encendido (on-off).
INDICADORES	Indicador de recarga de la batería: LED rojo, junto al receptor del transformador cargador. Indicador de Encendido-Apagado: LED verde, ilumina el botón de desplazamiento de encendido.
PODER	Batería recargable Polímero de Ión de Litio de una sola celda. 3.7V con capacidad de 875mAh. Referencia: <i>PL-383562</i> de <i>TENERGY</i> .
CONSUMO DE POTENCIA	44.81mW
CARGADOR BATERÍA	Transformador AC/DC 5.3V Referencia SPU10R-1,
AUTONOMÍA DEL EQUIPO	Funcionamiento continuo de más de 20 horas iniciando con la batería cargada totalmente.
CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DEL EQUIPO	Carcasa cerrada por tornillos. Dimensiones: Largo:10,0 cm. Ancho: 8,5 cm. Espesor: 2,2cm Peso: 85 gramos
AMBIENTE	Temperatura de operación: de -10 a 50 ° C Temperatura de almacenamiento: de -10 a 50 ° C
ELEMENTOS DE AJUSTE DE LA SEÑAL Y LA FRECUENCIA (INTERNOS)	-Capacitor 8-10nH: un solo giro ajusta el nivel de la señal a la entrada del mezclador -Potenciómetro 10kΩ: 5 giros, ajusta frecuencia oscilador local del mezclador. -Potenciómetro 10kΩ: 5 giros, ajusta frecuencia de recepción del TDA7021T.

Fuente: Los autores.

10. Costos de producción

Dado que este proyecto se originó a partir de la intención del Instituto de Lenguas de la UIS de ampliar el sistema de traducción simultánea previamente adquirido y su necesidad de conocer la posibilidad de la construcción de un dispositivo compatible con este sistema a un precio más atractivo que el ofrecido por las opciones del mercado, se presenta en este capítulo una referencia del posible costo de producción de una serie de 500 equipos receptores.

La *Tabla 9* relaciona todos los elementos y dispositivos electrónicos que componen el circuito del receptor de radio junto con sus respectivos precios en dólares americanos, teniendo en mente la construcción de 500 equipos de recepción. Se especifican en ella los códigos de referencia de manera que puedan ser seleccionados con facilidad al momento de realizar la compra. Además se indica la referencia de *Digi-Key*, puesto que es un proveedor que posee la mayoría de los elementos electrónicos aquí detallados y de modo que al realizar la compra se reduzcan costos, dado que mientras menor sea el número de proveedores menor será la cantidad de envíos necesarios y por ende sus gastos relacionados de importación.

La distribución de la tabla se realizó teniendo en cuenta las diferentes etapas que conforman el diseño del componente electrónico. Cada una de ellas se puede observar identificada por un color respectivo. Al inicio de cada sección de la tabla se observa en negrita el circuito principal de cada etapa. La sección final de la tabla corresponde a los elementos extra necesarios para encender el equipo, elementos electrónicos de señalización y el transformador AC/DC usado para la recarga de la batería. (Elementos de interacción con el usuario).

En la columna *cantidad* es posible visualizar la presencia de elementos resaltados con color verde y rojo. Estas señalizaciones indican que el número de elementos cotizado es mayor que el que se necesita para construir la etapa respectiva para los 500 radios, es decir, que hay un excedente de elementos. Estos excedentes se deben a que el proveedor únicamente vende estos componentes en múltiplos del número especificado entre paréntesis en la columna *precio x 500 unidades* o en ocasiones en cantidades inferiores a las necesarias, pero con precios más altos. En esta misma columna, se resaltan algunos elementos con color amarillo, aquí, éste es un indicador del uso de los elementos excedentes de una etapa previa

Tabla 9: Relación de elementos electrónicos del diseño y sus respectivos costos

Cantidad	PARTE	PRECIO x 500 unidades (US \$)	PRECIO 1 Equipo (US \$)	Referencia Digi-Key	Fabricante	Referencia Fabricante
1	Demodulador		\$ 733,50	TDA7021TD-ND	Phillips	TDA7021T
1	VARICAP ZMDC953		\$ 326,30	ZMDC953TACT-ND	Zetex inc.	ZMDC953TA
[3]	2	R-10kΩ (1500 Und.)	\$ 21,93	RHM10KGCT-ND	Rohm	MCR03EZPJ103
	1	R-8,2kΩ (1000 Und.)	\$ 14,99	P8.2KGCT-ND	Panasonic	ERJ-3GEYJ822V
[2]	1	R-100kΩ (1000 Und.)	\$ 15,37	P100KHCT-ND	Panasonic	ERJ-3EKF1003V
	2	C-10000pF (1000 Und.)	\$ 10,58	PCC1763CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1E103K
	5	C-0.1uF (2500 Und.)	\$ 33,20	PCC1762CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1C104K
	1	C-1500pF	\$ 6,24	PCC1774CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1H152K
	1	C-4700pF	\$ 5,27	PCC1780CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1H472K
	1	C-3300pF	\$ 6,24	PCC1778CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1H332K
	1	C-820pF	\$ 9,78	PCC2150CT-ND	Panasonic	ECJ-1VC1H821J
	2	C-220pF (1000 Und.)	\$ 11,44	399-1066-1-ND	Kemet	C0603C221J5GACTU
	1	C-270pF	\$ 7,38	PCC271ACVCT-ND	Panasonic	ECJ-1VC1H271J
	1	L-150nH	\$ 39,38	PCC2016CT-ND	Panasonic	ELJ-RER15GFA
	1	L-56nH	\$ 55,00	408-1046-1-ND	Susumu Co Ltd	TFL0816-56N
[1]	1	Pot. 10kΩ (1000 Und.)	\$ 1380,00	3214W-103ETR-ND	Bourns Inc	3214W-1-103E
		SUBTOTAL ETAPA	\$ 1.971,61			
	1	Mezclador	\$ 956,66	UPC2756TB-A-ND	NEC	UPC2756TB
	1	Pot. 10kΩ	<i>Precio incluido en etapa previa. Ver [1]</i>	3214W-103ETR-ND	Bourns Inc	3214W-1-103E
	2	R-15kΩ (1000 Und.)	\$ 15,95	RHM15.0KHCT-ND	Rohm	MCR03E2PFX1502
	1	VARICAP BB202	\$ 119,00	568-1953-1-ND	Phillips	BB202 T/R
	5	C-0.1uF (2500 Und.)	\$ 33,20	PCC1763CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1E103K
	1	L-33nH	\$ 29,81	408-1034-1-ND	Susumu Co Ltd	TFL0816-5N6
		SUBTOTAL ETAPA	\$ 1.844,62			
	1	Control Volumen	\$ 390,00	LM4865MMCT-ND	National Semiconductors	LM4865MM
	1	C-1uF	\$ 8,88	PCC1787CT-ND	Panasonic	ECJ-1VF1A105Z
[4]	1	C-0.1uF (1000 Und.)	\$ 13,28	PCC1762CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1C104K
	1	C-0.22uF	\$ 10,47	PCC1749CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1A224K
	1	C-100uF	\$ 355,94	PCE4278CT-ND	Panasonic	EEF-CX0J101R
[5]	1	C-2.2uF (1000 Und.)	\$ 33,43	PCC2273CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB0J225K
	1	R-100kΩ	<i>Precio incluido en etapa previa. Ver [2]</i>	P100KHCT-ND	Panasonic	ERJ-3EKF1003V
	1	Pot. 10kΩ	\$ 63,00	490-3927-1-ND	Murata Electronics	PVA2A103A01R00
		SUBTOTAL ETAPA	\$ 859,33			
	1	Regulador 2.1V	\$ 250,00	NJM2880U21-TE1CT-ND	NJR	NJM2880U21
	1	R-10kΩ	<i>Precio incluido en etapa previa. Ver [3]</i>	RHM10KGCT-ND	Rohm	MCR03EZPJ103
	1	C-0.1uF	<i>Precio incluido en etapa previa. Ver [4]</i>	PCC1762CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1C104K
	1	C-2.2uF	<i>Precio incluido en etapa previa. Ver [5]</i>	PCC2273CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB0J225K
	1	C-10000pF	\$ 5,98	PCC1763CT-ND	Panasonic	ECJ-1VB1E103K
		SUBTOTAL ETAPA	\$ 286,65			
	1	Cargador Batería	\$ 427,50	497-5809-1-ND	STMicroelectronics	STC4054GR
	1	C-1uF	\$ 8,88	PCC1787CT-ND	Panasonic	ECJ-1VF1A105Z
	1	R-1,27kΩ (1000 Und.)	\$ 15,37	P1.27KHCT-ND	Panasonic	ERJ-3EKF1271V
[6]	1	R-51Ω (1000 Und.)	\$ 14,62	RHM51GCT-ND	Rohm	MCR03EZPJ510
	1	Led (rojo)	\$ 55,23	511-1304-1-ND	Rohm	SML-311UTT86
	1	BATERIA	\$ 2.200,00		TENERGY	PL-383562
		SUBTOTAL ETAPA	\$ 2.714,29			
	1	Conector audifonos	\$ 210,00	CP1-3513SJCT-ND	CUI Inc	SJ1-3513-SMT
	1	C-62pF	\$ 7,38	490-1346-1-ND	Murata Electronics	GRM1885C2A620JA01D
	1	L-33nH	\$ 29,81	408-1034-1-ND	Susumu Co Ltd	TFL0816-5N6
	1	CapVar. 8-30pF	\$ 357,50	SG9012CT-ND	Sprague-Goodman	SGC3S300
		SUBTOTAL ETAPA	\$ 604,69			
	2	interruptores (1000 Und.)	\$ 290	401-1999-2-ND	C&K Components	JS102011SAQN
	1	Led (verde)	\$ 103,68	P11473CT-ND	Panasonic	LNJ312G8LRA
	1	R-51Ω	<i>Precio incluido en etapa previa. Ver [6]</i>	RHM51GCT-ND	Rohm	MCR03EZPJ510
	1	Transformador AC/DC	\$ 2.000,00		-	SPU10R-1
	1	Conector Cargador	\$ 199,20	CP-028PJCT-ND	CUI Inc	PJ-028-SMT
		SUBTOTAL ETAPA	\$ 2.600,19			
		TOTAL	\$ 10.881,37			\$ 21,76

Convenciones

[#] : Hay elementos sobrantes que se usan en otra etapa. El número entre corchetes permite indentificar el lugar donde es usado posteriormente.

: Se usan los elementos sobrantes de una etapa previa.

: Hay elementos sobrantes, que no se usan posteriormente.

Fuente: El autor.

Como se puede apreciar, al final de cada etapa se calculó un subtotal, que únicamente tiene en cuenta el precio de los elementos usados en ella, es decir, que no contempla el valor de los excedentes, puesto que este valor será tenido en cuenta en la etapa respectiva en que estos elementos sobrantes se utilicen. Para el caso de elementos que sobran y no se utilizan posteriormente, su valor está contemplado en el subtotal de su etapa correspondiente.

También, En el caso de los elementos que no posee *Digi-Key*, en lugar de su referencia se puede observar el nombre del proveedor en el cual es posible conseguir aquel elemento al precio especificado en la tabla.

Los costos de envío e impuestos necesarios para la compra de estos implementos electrónicos no incrementan el costo de cada radio en más de USD 5. Además se cotizó con la empresa *Colcircuitos* la fabricación del circuito impreso y la soldadura de los elementos sobre la tarjeta, por un valor de \$3'480.000 para el total de 500 radios previsto. Es decir que el precio por estos conceptos por cada equipo es de \$6.960.

Para la obtención de los audífonos se cotizó también una cantidad de quinientas unidades, logrando una oferta de USD 7 por cada audífono de referencia *okem305* del fabricante europeo *EPRONET*, este costo incluye gastos de envío a la ciudad de Bucaramanga.

Los costos del proceso de producción de la carcasa diseñada para el radio ascienden a un monto aproximado de 25 dólares, por equipo.⁷ Este valor incluye también la construcción del elemento de amarre de la batería descrito en el capítulo anterior.

El recurso humano requerido para la calibración, ajuste y ensamblaje del equipo en su carcasa, representa un valor que afecta de manera importante el costo final del equipo puesto que se necesita de personal capacitado pudiendo alcanzar, para el total de los 500 equipos, un costo aproximado de \$8'000.000, si se considera que quien efectúe esta labor tenga un salario de \$20.000 por hora y sea capaz de ajustar 10 radios por cada jornada de 8 horas, completando el total del trabajo en 50 días.

⁷ El análisis de costos del proceso de producción de la carcasa puede consultarse en el documento titulado “*Interface física para un radio receptor en FM, diseño y construcción*”.⁽¹²⁾

La *Tabla 10* integra todos los rubros a los que se ha hecho alusión y permite percibir de mejor manera una totalización de los costos de producción del dispositivo completo. Además se incluye el cálculo del precio por unidad, en que se conseguiría finalmente construir el radio receptor diseñado.

Tabla 10: *Totalización de costos de producción del equipo completo.*

Concepto	Precio x 500 Unidades [US \$]	Precio x 500 Unidades [\$]	Precio x Unidad [US \$]	Precio x Unidad [\$]
Elementos Electronicos	USD 10.881,37	\$ 23.939.014,00	USD 21,76	\$ 47.878,03
Impuestos y envios	USD 2.500,00	\$ 5.500.000,00	USD 5,00	\$ 11.000,00
Fabricación Circuitos Impresos y Soldadura	USD 1.581,82	\$ 3.480.000,00	USD 3,16	\$ 6.960,00
Audífonos	USD 3.500,00	\$ 7.700.000,00	USD 7,00	\$ 15.400,00
Carcasa	USD 12.500,00	\$ 27.500.000,00	USD 25,00	\$ 55.000,00
Recurso Humano	USD 3.636,36	\$ 8.000.000,00	USD 7,27	\$ 16.000,00
TOTAL	USD 34.599,55	\$ 76.119.014,00	USD 69,20	\$ 136.238,03

Fuente: Los autores.

Como se puede observar el precio total por unidad, si se decidiera la producción de una serie de 500 equipos receptores, sería de USD 69.20⁸, que es un valor bastante conveniente teniendo en cuenta que el equipo comercial que posee actualmente el Instituto de Lenguas tiene un costo comercial de USD 156 cada uno; sin embargo, aunque este rubro siga siendo inferior, no hay mucha diferencia, en costos, respecto del equipo *Listen LR-300* que es también de la familia *LISTENTECH* y por tanto de total compatibilidad con el equipo transmisor y mayores prestaciones que las que ofrece el dispositivo diseñado, como lo son la mayor relación señal a ruido, la facilidad de la sintonización de los canales y la posibilidad de acceso a esta opción para el usuario, estableciéndose de esta manera una mayor relación costo beneficio importante para tener en cuenta a la hora de decidir una ampliación del sistema de traducción simultanea de la UIS. Así el *Listen LR-300* constituye una opción bastante importante para tener en cuenta por parte del Instituto de Lenguas probablemente por encima del sistema que se presenta como resultado del trabajo en este proyecto.

⁸ Se tomó como referencia una tasa representativa del mercado de \$2200 por dólar.

Observaciones y Conclusiones.

Aunque el diseño de dispositivos electrónicos en los que es primordial el control de su frecuencia de operación, tiene un alto grado de complejidad, más aún cuando estos manejan niveles altos de la misma, como es el caso del diseño que ocupó el desarrollo de este proyecto, se logró construir un receptor de radio en FM teniendo en cuenta las características del transmisor *Listen LT-800*, a pesar de haber necesitado acudir al rediseño de las dos etapas más importantes del sistema.

Se observó que a la hora de realizar el montaje de un mezclador, es crucial la implementación de buenos filtros pasabanda tanto a la entrada de la señal al mezclador como a la salida éste, puesto que al haber implementado filtros pasivos en aras de ahorrar potencia y disminuir costos, se presentaron algunos inconvenientes que de una u otra forma tuvieron que ver con la necesidad de replantear el diseño inicial del sistema.

Las tolerancias de los elementos electrónicos usados en este tipo de dispositivos inciden de gran manera en el comportamiento del mismo causando la presencia de diferencias de la respuesta en frecuencia de dos circuitos igualmente contruidos. Sin embargo, los rangos de sintonía de la etapa de mezclado y de la etapa de demodulación se conjugan permitiendo al equipo un margen amplio de variabilidad, dado que sólo se necesita el funcionamiento del demodulador en un rango de solamente un megahertz.

Como se vió en las pruebas realizadas al circuito, el dispositivo diseñado tiene la capacidad de demodular señales en FM que estén en el rango de frecuencias comprendido entre los 216MHz y los 217MHz con desviaciones de frecuencia desde los 2kHz hasta los 100kHz, lo que significa que el receptor tiene la capacidad de demodular cualquiera de los canales especificados en la *Tabla 1*, es decir, tanto los canales de banda angosta del transmisor *Listen LT-800* como los de banda ancha.

En lo referente a la sensibilidad del receptor de radio diseñado, según los experimentos realizados, éste tiene la capacidad de procesar señales de radio en FM con niveles de potencia de -10dBm a unos cuantos centímetros del transmisor, o señales de 13dBm a distancias de alrededor de 20 metros de separación respecto del equipo transmisor.

Dado que el transmisor *Listen LT-800*, que posee el Instituto de Lenguas de la UIS únicamente puede transmitir en uno solo de los canales que se seleccione de entre los expuestos en la *Tabla 1*, el equipo receptor no permite la opción al usuario final de cambiar el canal de recepción por cuanto que este se dejará ajustado internamente a discreción del ingeniero o técnico encargado del montaje del circuito. Sin embargo, esta misma persona puede decidir en cualquier momento quitar la carcasa del equipo y seleccionar un nuevo canal en caso de ser necesario. Así, el receptor puede funcionar en cualquier canal pero una vez ajustado en uno de ellos y sellado sólo funcionará en este canal.

Los receptores de radio análogos como el TDA7021T son pensados para tener controles de sintonía que el usuario vaya ajustando según la retroalimentación que se vaya teniendo del tipo oído-ajuste-oído, es decir del tipo “perilla”; por tanto se dificulta un poco la consecución de un sistema de selección de canal por medio de selectores que funcione adecuadamente.

A pesar de la dificultad que representa lograr una correcta sintonización de la portadora de FM graduando con potenciómetros la tensión inversa de diodos varicap, frente a los nuevos dispositivos digitales que detectan automáticamente las diferentes portadoras, ésta primera opción es mucho más conveniente que la realización de la sintonía haciendo uso de capacitores variables *trimmer*. Así, tal como se vió en las pruebas realizadas, pese estas dificultades, se logró obtener una respuesta del sistema bastante favorable, cuantizada en la relación señal a ruido, SNR, de la salida de audio del circuito, que superó el objetivo planteado para el proyecto establecido en 40dB, siendo la relación medida de alrededor de 45dB.

El Bajo consumo de potencia es de gran importancia en la implementación de dispositivos electrónicos portátiles, ya que éste determina la posibilidad de brindar al usuario un servicio con un buen nivel de autonomía. Además, esta característica influye indirectamente en el tamaño final de un equipo electrónico de este tipo, puesto que mientras mayor sea su consumo, mayor habrá de ser la capacidad de la batería que lo alimente y por ende mayor el tamaño de la misma, descontando que un consumo de potencia alto generalmente conlleva flujos altos de corriente que implican la necesidad de pistas más anchas en un circuito impreso aumentando el área del mismo.

Para el receptor de radio diseñado, el consumo de potencia medido fue de 44.81mW cumpliéndose el objetivo planteado en la definición del proyecto de consumir un valor inferior a 80mW. Así, dadas las características de la batería seleccionada para alimentar el sistema, se obtiene un

rendimiento autónomo del mismo superior a las 20 horas continuas de uso, tiempo después del cual habrá de ser recargada la batería.

El sistema diseñado en su totalidad representa una opción a tener en cuenta por el Instituto de Lenguas de la UIS a la hora de actualizar el sistema de traducción simultanea, adquirido hace algún tiempo, mientras no se piense en la adquisición de un nuevo transmisor para la reproducción de traducciones en diferentes idiomas, ya que tal como está el sistema hoy en día sólo requiere al receptor el funcionamiento en uno de los canales especificados en la *Tabla 1*.

La simplicidad del receptor de radio diseñado es uno de los factores que influye en que el equipo sea posible de producir a un costo bastante inferior al que tiene el receptor que actualmente posee el Instituto de Lenguas de la Universidad, haciendo del equipo diseñado una opción atractiva a la hora de buscar su adquisición teniendo en cuenta que en las condiciones del sistema que posee la Universidad, con un solo transmisor, no se requiere más que lo que ofrece el sistema diseñado. Un receptor con las mismas cualidades del *Listen LR-400*, que es la referencia que posee la universidad, producido al nivel que manejó este proyecto, tendría un costo muy superior al que ofrece el mercado. De cualquier manera, es importante que se tenga en cuenta el receptor de referencia *LISTEN LR-300* de la misma familia de productos *LISTENTECH*, dado que su precio no es mucho mayor respecto del presentado para el equipo diseñado y tiene la posibilidad de ofrecer más prestaciones, tal como lo es su mayor relación señal a ruido y la posibilidad que se le da al usuario de elegir el canal que se desee, en el caso de adquirirse, por parte de la universidad, un nuevo transmisor *LISTEN LT-800*.

Es importante de cualquier manera, destacar que de los costos de producción del sistema, el rubro correspondiente a la fabricación de la carcasa constituye el 35% del costo total del equipo representando esto una desventaja ante las opciones del mercado que en procesos de construcción de cantidades mucho mayores de dispositivos reducen sustancialmente su efecto en el valor por cada radio construido ya que una sola matriz de inyección para construir las carcasas, que es el elemento más costoso involucrado en el proceso de su construcción, sirve para producir un número indefinido de éstas. También es de tener en cuenta que las limitaciones del mercado colombiano en cuanto a la consecución de elementos electrónicos encarecen de cierta manera la producción en nuestro país de este tipo de dispositivos, ya que se hace necesario cubrir costos de envío y sus respectivos impuestos que llegan a constituir cerca del 10% del costo total de producción (7% para este caso).

Recomendaciones y trabajo futuro.

Todo proyecto de investigación de este tipo, más que verse como la obligación de un estudiante para optar a su título de profesional, debe ser percibido como una gran oportunidad de extender el conocimiento, no sólo el de quien ha producido el trabajo, sino también el de la sociedad que lo rodea. La experiencia es la más grande maestra de los hombres, es por ella que se han dado los grandes avances de la ciencia y de nuestra civilización. Con esto en mente, es importante ver en estos trabajos la oportunidad de ir avanzando poco a poco en la construcción de conocimiento a partir de ellos, que no se queden simplemente como libros para archivar y llenar espacio. Así pues, la idea es lograr la continuidad de los proyectos emprendidos.

Este proyecto presentó una opción al Instituto de Lenguas de la UIS para ampliar su sistema de traducción simultánea. Futuros proyectos podrán estar encaminados a la iniciación el proceso de producción del sistema aquí presentado y, por qué no, a mejorar la propuesta que este proyecto se ha preocupado en producir.

Es importante, a la hora de emprender cualquier proceso de producción, ubicar fuentes de materia prima en el orden local o nacional con miras a reducir costos relacionados con importaciones e impuestos generados por éstas. También es de gran ayuda realizar estos procesos con base en la generación de series grandes de dispositivos (mayor cantidad), puesto que el incremento del número de estos reduce finalmente, de forma considerable, el valor de producción por unidad de los mismos permitiendo de alguna manera al productor un mayor nivel de competitividad ante las opciones del mercado.

Aunque el dispositivo diseñado, ha mostrado tener un comportamiento aceptable, es susceptible de varias modificaciones y mejoras. Se ha dejado claro, por ejemplo, que la implementación del mezclador requiere filtros pasabanda de buena calidad que en este proyecto, dadas las delimitaciones sugeridas en los objetivos, no fueron vistos como una opción. Así, esta sería una de esas mejoras de las que puede ser provisto el diseño presentado.

El diseño de carcasa dejó planteada la posibilidad al usuario de elegir entre dos canales para la recepción de las señales del transmisor *Listen LT-800* usando un switch ubicado en la parte posterior del circuito impreso. Esta opción podría implementarse agregando un capacitor variable

en paralelo al tanque de sintonía del TDA7021T que se conecte al elegir la posición con el switch y reste unos cuantos kilohertz a la frecuencia previamente establecida, quedando ubicada la nueva frecuencia en un canal diferente inferior al preestablecido.

El regulador usado en este sistema fue elegido más que todo por su simplicidad a la hora de ser implementado, pero seguramente un regulador que ofrezca un nivel de tensión más alto que 2.1V, posiblemente 3 o 3.3V sea más adecuado para el diseño y ofrezca unos rangos más amplios de variación de las frecuencias de demodulación del circuito basado en el TDA7021T o de variación de la frecuencia del oscilador local del mezclador UPC2756TB que para este caso, confiando en la estabilidad de los niveles de tensión de las baterías de Li-ion, no fue conectado a la fuente regulada pudiendo traer como consecuencia la variación en el tiempo de la frecuencia del oscilador local integrado y por ende de la frecuencia de demodulación del sistema total.

Quizás, dándole un vuelco a la idea de construir el sistema que ocupó el desarrollo de este proyecto a partir de las opciones que presenta el mercado en cuanto a circuitos integrados y demás elementos electrónicos, si se hubiera planteado la idea de diseñar el sistema desde la perspectiva de la microelectrónica y la manipulación de los semiconductores, habría sido fácil presentar una idea más innovadora, y eficiente que con un solo circuito integrado, mas unos cuantos componente externos, solucionara el problema planteado de una sola vez sin tener que recurrir a circuitos como el TDA7021T producidos para el funcionamiento en aplicaciones específicas de radio comercial, y no para 216MHz como era necesario en la aplicación estudiada. Ésta puede verse como una idea para tener en mente en caso se buscar una mejora radical del sistema, como lo sería la búsqueda de permitirle al usuario la selección de más de dos canales de recepción.

Finalmente, es importante resaltar que este tipo de proyectos requieren de una gran inversión de capital por parte del estudiante o los estudiantes comprometidos en el desarrollo de los mismos. Se sugiere entonces, que en el caso de proyectos que le interesen a alguna institución o empresa se busque que ellos proporcionen al estudiante un auxilio o financiación de modo que se aliviane la carga económica al estudiante.

Bibliografía.

1. **Communica Costa Rica.** Communica Costa Rica. [En línea] [Citado el: 26 de Febrero de 2008.] <http://www.communica.co.cr>.
2. **MBIdiomas Servicios de traducción e interpretación.** Traductores e intérpretes, traducciones, interpretaciones. [En línea] [Citado el: 26 de Febrero de 2008.] <http://www.mbidomas.com>.
3. **LISTENTECH.** *LISTEN LT-800 Stationary Transmitter User's Manual & Datasheet.* 2006.
4. **Federal Communications Commission (FCC).** FCC: Wireless Services:Low Power Radio Service (LPRS). [En línea] [Citado el: 5 de Marzo de 2008.] http://wireless.fcc.gov/services/index.htm?job=service_home&id=low_power.
5. **Federal Communications Commission.** Wireless Telecommunications Bureau: Rules and Regulations. [En línea] [Citado el: 5 de Marzo de 2008.] http://edocket.access.gpo.gov/cfr_2007/octqtr/pdf/47cfr95.629.pdf.
6. **Listen Technologies Corporation.** Audio solutions for tour group, assistive listening. [En línea] [Citado el: 26 de Febrero de 2008.] <http://www.listentech.com>.
7. **Williams Sound.** Professional Listening Equipment for GSA buyers, churches, tour groups, courtrooms, schools and more. [En línea] [Citado el: 26 de Febrero de 2008.] <http://williamssound.com>.
8. **Sennheiser.** Sennheiser worldwide: micrófonos, audífonos y sistemas para información, sistemas inalámbricos, de comunicación, aviación y audiología. [En línea] [Citado el: 26 de Febrero de 2008.] <http://www.sennheiser.com>.
9. **MONSER, George J.** *Antenna Design: A Practical Guide.* s.l. : Mc. Graw-Hill, May, 1996.
10. **Sawada, Takeshi.** *Radio Receiving Apparatus Using Headphone Connector Cable As An Antenna.* 4,369,521 United States Patent., 18 de Enero de 1983. Propiedad de SONY CORPORATION.
11. **EDELER, Wolfgang y ALTENKIRCH, Axel.** *MOBILE ELECTRONIC DEVICE HAVING AUDIO CONNECTOR PROVIDING AN ANTENNA.* EP 1 512 229 B1 EUROPEAN PATENT, 6 de Diciembre de 2002. Propiedad de NOKIA CORPORATION.
12. **RUEDA PINEDA, Javier Andrés.** *Inteface física para un radio receptor en FM, diseño y construcción.* Bucaramanga : UIS, 2008.
13. **Miguel López, José María.** *Receptores de radio monochip para FM.* Catalunya : Edicions UPC, 2005.

ANEXOS

ANEXO 1: Encuesta exploratoria.

FORMATO DE ENCUESTA PARA QUIENES DESCONOCEN ESTOS EQUIPOS (70)

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE DISEÑO INDUSTRIAL



ENCUESTA EXPLORATORIA

Reciban un cordial saludo; la siguiente encuesta esta encaminada a arrojar datos y opiniones sobre las necesidades y preferencias de los usuarios, en la realización de un EQUIPO RECEPTOR DE RADIO FM para un sistema de traducción simultanea. Será gracias a su colaboración y sinceridad al momento de contestar las preguntas, que obtendremos datos específicos y bases sólidas para la concepción del equipo.

INDUCCIÓN

Un sistema de traducción simultánea, es un equipo utilizado en conferencias, macro ruedas o en cursos de aprendizaje de idiomas extranjeros, con el cual por medio de un transmisor y equipos receptores que se distribuyen entre los participantes y asistentes a los diversos entornos (Conferencias, clases de idiomas, etc.) y un intérprete, se traduce información de un idioma a otro. En esta instancia la prioridad de nuestra investigación es el EQUIPO RECEPTOR DE RADIO FM.

SEXO _____ **EDAD** _____ **PROFESIÓN** _____ **FECHA** _____

1. ¿Qué entiende usted por un RECEPTOR DE RADIO FM?

2. ¿Qué le gustaría que le proporcionara un RECEPTOR DE RADIO FM, perteneciente a un sistema de traducción simultanea?

3. ¿Qué características de funcionalidad cree usted que debe poseer el equipo RECEPTOR DE RADIO?

4. ¿Qué características físicas (forma, tamaño, color, material, etc.) cree usted que debe poseer el equipo?

5. Para un equipo RECEPTOR DE RADIO, ¿Qué características de funcionamiento (confiabilidad, resistencia, función) le parecen importantes?

6. Con respecto a la manipulación, ¿Qué aspectos le parecen importantes o relevantes para poder obtener un uso adecuado de un RECEPTOR DE RADIO?

7. En cuanto a controles de mando, ¿Qué aportes daría usted para un equipo RECEPTOR DE RADIO?

8. ¿Qué tipo de alimentación piensa usted que debería tener este equipo de RADIO RECEPCIÓN (Ej. Con uso de baterías, conectado a una fuente de corriente alterna.)?

9. ¿Cree usted que es importante en una conferencia en idioma extranjero, escuchar al mismo tiempo la voz del interprete y la voz del expositor?

10. ¿algunos otros aportes?

Agradecemos su participación en esta encuesta, pues sus aportes son de gran importancia en la realización de este proyecto. Si desea seguir colaborándonos con otras pruebas de este proceso, por favor llene los siguientes datos:

Nombre _____ TEL.fijo _____ Móvil _____ E-mail _____

FORMATO DE ENCUESTA PARA QUIENES CONOCEN ESTOS EQUIPOS (30)

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE DISEÑO INDUSTRIAL



ENCUESTA EXPLORATORIA

Reciban un cordial saludo; la siguiente encuesta esta encaminada a arrojar datos y opiniones sobre las necesidades y preferencias de los usuarios, en la realización de un EQUIPO RECEPTOR DE RADIO FM para un sistema de traducción simultanea. Será gracias a su colaboración y sinceridad al momento de contestar las preguntas, que obtendremos datos específicos y bases sólidas para la concepción del equipo.

INDUCCIÓN

Un sistema de traducción simultánea, es un equipo utilizado en conferencias, macro ruedas o en cursos de aprendizaje de idiomas extranjeros, con el cual por medio de un transmisor y equipos receptores que se distribuyen entre los participantes y asistentes a los diversos entornos (Conferencias, clases de idiomas, etc.) y un intérprete, se traduce información de un idioma a otro. En esta instancia la prioridad de nuestra investigación es el EQUIPO RECEPTOR DE RADIO FM.

SEXO _____ **EDAD** _____ **PROFESIÓN** _____ **FECHA** _____

1. ¿Qué ventajas o desventajas tienen los equipos RECEPTORES DE RADIO utilizados anteriormente?

2. ¿Qué aspectos se le dificultaron en el uso o la interacción con el equipo RECEPTOR DE RADIO utilizado?

3. De acuerdo al RECEPTOR DE RADIO utilizado, y respecto a su facilidad de uso, ¿Qué opina del número de pasos para elegir el canal de interés?

4. De acuerdo al RECEPTOR DE RADIO utilizado, ¿Le parece apropiada la ubicación y la cantidad de controles de dicho equipo de acuerdo a su uso?

5. De acuerdo al RECEPTOR DE RADIO utilizado, ¿Qué opina usted acerca de la información brindada por el aspecto visual del equipo y de lo que le comunica al momento de utilizarlo?

6. De acuerdo al RECEPTOR DE RADIO utilizado, ¿Qué opina de la simbología usada para cada control del equipo y sus posiciones?

7. ¿Qué características físicas (forma, tamaño, color, material, etc.) cree usted que debe poseer el equipo?

8. Para un equipo RECEPTOR DE RADIO, ¿Qué características de funcionamiento (confiabilidad, resistencia, función) le parecen importantes?

9. En cuanto a controles de mando, ¿Qué aportes daría usted para un equipo RECEPTOR DE RADIO?

10. ¿Qué tipo de alimentación piensa usted que debería tener este equipo de RADIO RECEPCIÓN (Ej. Con uso de baterías, conectado a una fuente de corriente alterna.)?

11. ¿Cree usted que es importante en una conferencia en idioma extranjero, escuchar al mismo tiempo la voz del interprete y la voz del expositor?

12. ¿algunos otros aportes?

Agradecemos su participación en esta encuesta, pues sus aportes son de gran importancia en la realización de este proyecto.

Si desea seguir colaborándonos con otras pruebas de este proceso, por favor llene los siguientes datos:

Nombre _____ TEL. fijo _____ Móvil _____ E-Mail _____

TDA7021T

FM radio circuit for MTS

Product specification
File under Integrated Circuits, IC01

May 1992

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

GENERAL DESCRIPTION

The TDA7021T integrated radio receiver circuit is for portable radios, stereo as well as mono, where a minimum of periphery is important in terms of small dimensions and low cost. It is fully compatible for applications using the low-voltage micro tuning system (MTS). The IC has a frequency locked loop (FLL) system with an intermediate frequency of 76 kHz. The selectivity is obtained by active RC filters. The only function to be tuned is the resonant frequency of the oscillator. Interstation noise as well as noise from receiving weak signals is reduced by a correlation mute system.

Special precautions have been taken to meet local oscillator radiation requirements. Because of the low intermediate frequency, low pass filtering of the MUX signal is required to avoid noise when receiving stereo. 50 kHz roll-off compensation, needed because of the low pass characteristic of the FLL, is performed by the integrated LF amplifier. For mono application this amplifier can be used to directly drive an earphone. The field-strength detector enables field-strength dependent channel separation control.

Features

- RF input stage
- Mixer
- Local oscillator
- IF amplifier/limiter
- Frequency detector
- Mute circuit
- MTS compatible
- Loop amplifier
- Internal reference circuit
- LF amplifier for
 - mono earphone amplifier or
 - MUX filter
- Field-strength dependent channel separation control facility

QUICK REFERENCE DATA

PARAMETER	CONDITIONS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Supply voltage (pin 4)		$V_P = V_{4-3}$	1,8	-	6,0	V
Supply current	$V_P = 3 V$	I_4	-	6,3	-	mA
RF input frequency		f_{rf}	1,5	-	110	MHz
Sensitivity (e.m.f.) for - 3 dB limiting	source impedance = 75 Ω ; mute disabled	EMF	-	4	-	μV
Signal handling (e.m.f.)	source impedance = 75 Ω	EMF	-	200	-	mV
AF output voltage		V_o	-	90	-	mV

PACKAGE OUTLINE

16-lead mini-pack; plastic (SO 16; SOT109A); SOT109-1; 1996 July 24.

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

RATINGS

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

PARAMETER	CONDITIONS	SYMBOL	MIN.	MAX.	UNIT
Supply voltage (pin 4)		$V_P = V_{4-3}$	-	7,0	V
Oscillator voltage		V_{5-4}	$V_P - 0,5$	$V_P + 0,5$	V
Storage temperature range		T_{stg}	-55	+150	°C
Operating ambient temperature range		T_{amb}	-10	+70	°C

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient

 $R_{th\ j-a}$ 300 K/W**DC CHARACTERISTICS** $V_P = 3$ V, $T_{amb} = 25$ °C, measured in circuit of Fig.4, unless otherwise specified

PARAMETER	CONDITIONS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Supply voltage (pin 4)		$V_P = V_{4-3}$	1,8	3,0	6,0	V
Supply current	$V_P = 3$ V	I_4	-	6,3	-	mA
Oscillator current		I_5	-	250	-	µA
Voltage at pin 13		V_{13-3}	-	0,9	-	V
Output voltage (pin 14)		V_{14-3}	-	1,3	-	V

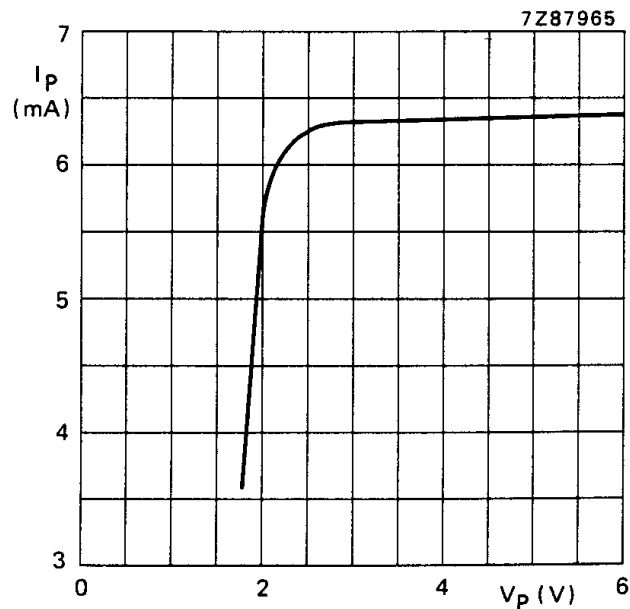


Fig.2 Supply current as a function of the supply voltage.

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

AC CHARACTERISTICS (MONO OPERATION)

$V_P = 3$ V; $T_{amb} = 25$ °C; measured in Fig.5; $f_{rf} = 96$ MHz modulated with $\Delta f = \pm 22,5$ kHz; $f_m = 1$ kHz; EMF = 0,3 mV (e.m.f. at a source impedance of 75 Ω); r.m.s. noise voltage measured unweighted ($f = 300$ Hz to 20 kHz); unless otherwise specified

PARAMETER	CONDITIONS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Sensitivity (e.m.f.)	see Fig.3					
for - 3 dB limiting	muting disabled	EMF	-	4,0	-	μ V
for - 3 dB muting		EMF	-	5,0	-	μ V
for (S+N)/N = 26 dB		EMF	-	7,0	-	μ V
Signal handling (e.m.f.)	THD < 10%; $\Delta f = \pm 75$ kHz	EMF	-	200	-	mV
Signal-to-noise ratio		(S+N)/N	-	60	-	dB
Total harmonic distortion	$\Delta f = \pm 22,5$ kHz	THD	-	0,7	-	%
	$\Delta f = \pm 75$ kHz	THD	-	2,3	-	%
AM suppression of output voltage	ratio of AM signal ($f_m = 1$ kHz; $m = 80\%$) to FM signal ($f_m = 1$ kHz; $\Delta f = 75$ kHz)	AMS	-	50	-	dB
Ripple rejection	$\Delta V_P = 100$ mV; $f = 1$ kHz	RR	-	30	-	dB
Oscillator voltage (r.m.s. value)		$V_{5-4(rms)}$	-	250	-	mV
Variation of oscillator frequency with temperature	$V_P = 1$ V	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_{amb}}$	-	5	-	kHz/°C
Selectivity	see Fig.9; no modulation					
		S_{+300}	-	46	-	dB
		S_{-300}	-	30	-	dB
AFC range		$\pm \Delta f_{rf}$	-	160	-	kHz
Mute range		$\pm \Delta f_{rf}$	-	120	-	kHz
Audio bandwidth	$\Delta V_o = 3$ dB; measured with 50 μ s pre-emphasis	B	-	10	-	kHz
AF output voltage (r.m.s. value)	R_L (pin 14) = 100 Ω	$V_{o(rms)}$	-	90	-	mV
AF output current max. d.c. load		$I_{o(dc)}$	- 100	-	+ 100	μ A
max. a.c. load (peak value)	THD = 10%	$I_{o(ac)}$	-	3	-	mA

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

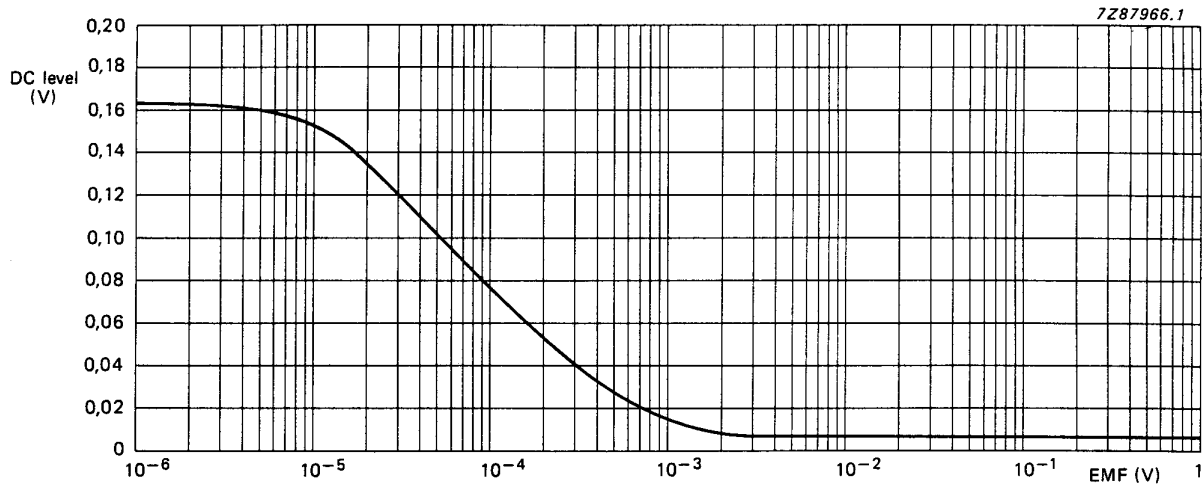


Fig.3 Field strength voltage ($V_{9.3}$) at $R_{source} = 1\text{ k}\Omega$; $f = 96,75\text{ MHz}$; $V_P = 3\text{ V}$.

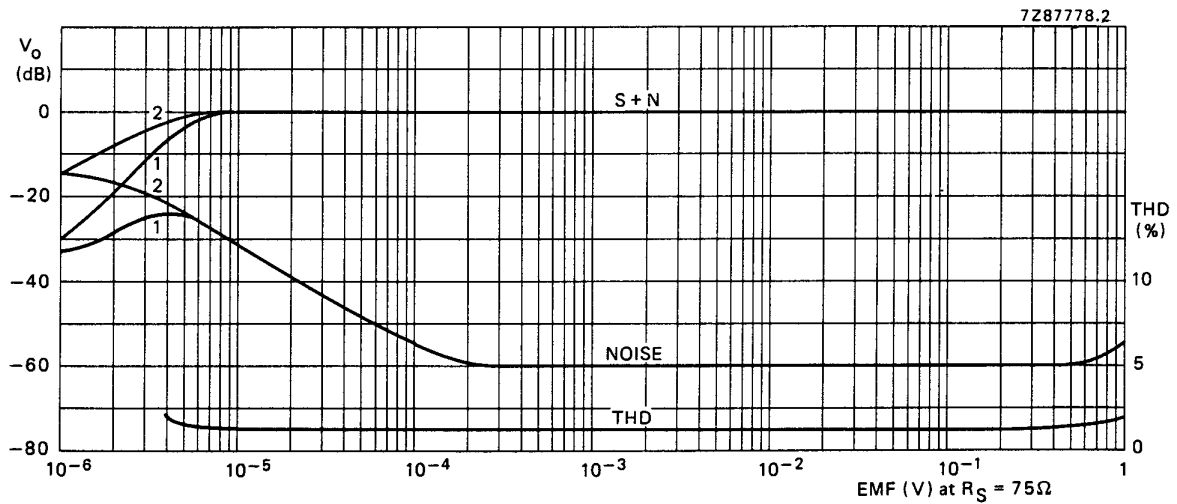
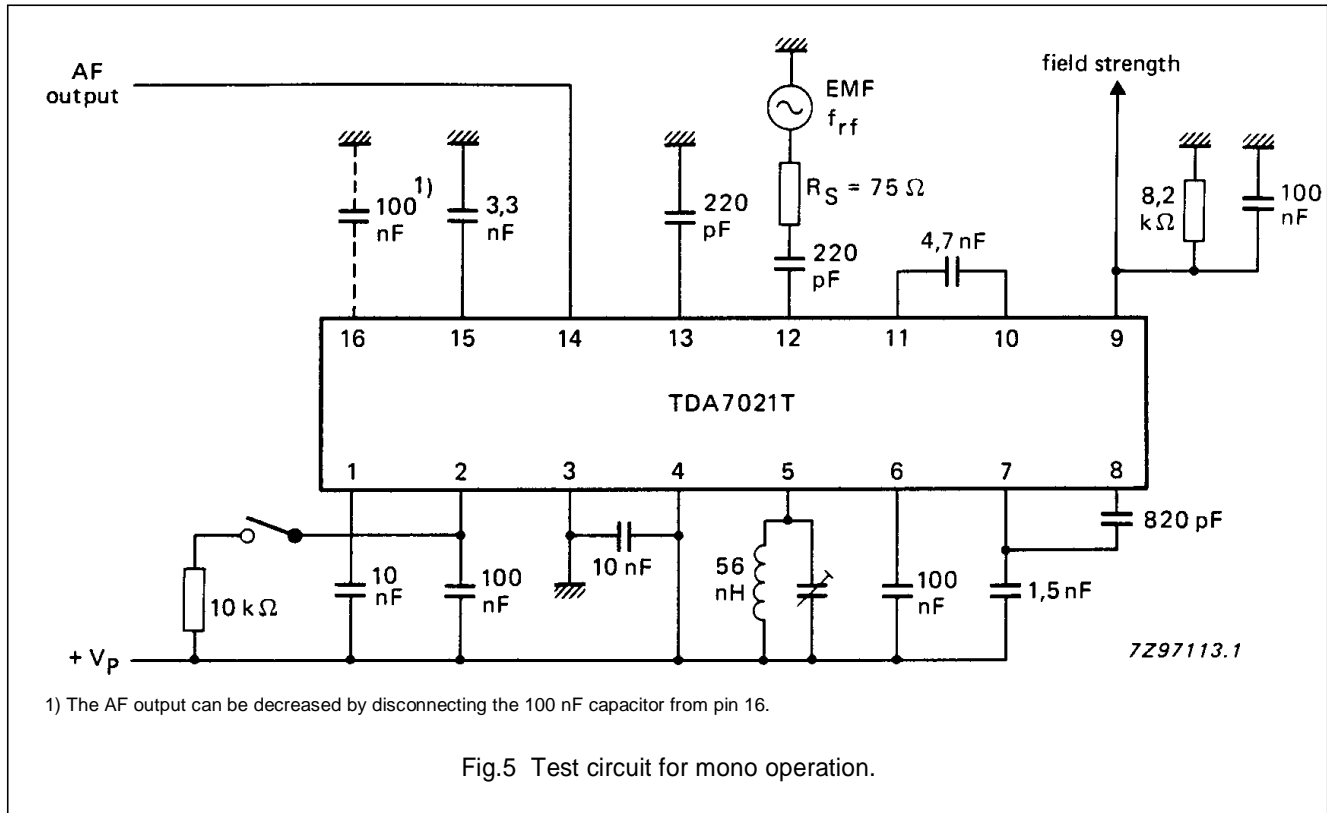


Fig.4 Mono operation: AF output voltage (V_o) and total harmonic distortion (THD) as functions of input e.m.f. (EMF); $R_{source} = 75\ \Omega$; $f_{rf} = 96\text{ MHz}$; $0\text{ dB} = 90\text{ mV}$. For S+N and noise curves (1) is with muting enabled and (2) is with muting disabled; signal $\Delta f = \pm 22,5\text{ kHz}$ and $f_m = 1\text{ kHz}$. For THD curve, $\Delta f = \pm 75\text{ kHz}$ and $f_m = 1\text{ kHz}$.

FM radio circuit for MTS

TDA7021T



AC CHARACTERISTICS (STEREO OPERATION)

$V_P = 3\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; measured in Fig.8; $f_{rf} = 96\text{ MHz}$ modulated with pilot $\Delta f = \pm 6,75\text{ kHz}$ and AF signal $\Delta f = \pm 22,5\text{ kHz}$; $f_m = 1\text{ kHz}$; EMF = 1 mV (e.m.f. at a source impedance of $75\ \Omega$); r.m.s. noise voltage measured unweighted ($f = 300\text{ Hz}$ to 20 kHz); unless otherwise specified

PARAMETER	CONDITIONS	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Sensitivity (e.m.f.) for $(S+N)/N = 26\text{ dB}$	see Fig.8; pilot off	EMF	-	11	-	μV
Selectivity	see Fig.9; no modulation	S_{+300}	-	40	-	dB
		S_{-300}	-	22	-	dB
Signal-to-noise ratio		$(S+N)/N$	-	50	-	dB
Channel separation	$V_i = \text{L-signal}$; $f_m = 1\text{ kHz}$; pilot on: at $f_{rf} = 97\text{ MHz}$	α	-	26	-	dB
	at $f_{rf} = 87,5\text{ MHz}$ and 108 MHz	α	-	14	-	dB

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

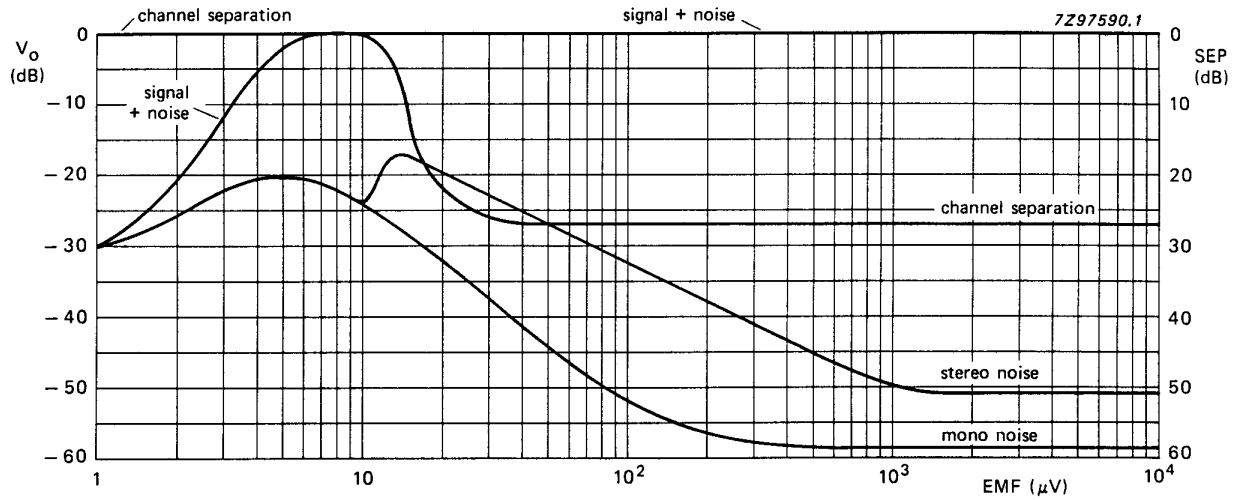


Fig.6 Stereo operation: signal/noise and channel separation of TDA7021T when used in the circuit of Fig.8.

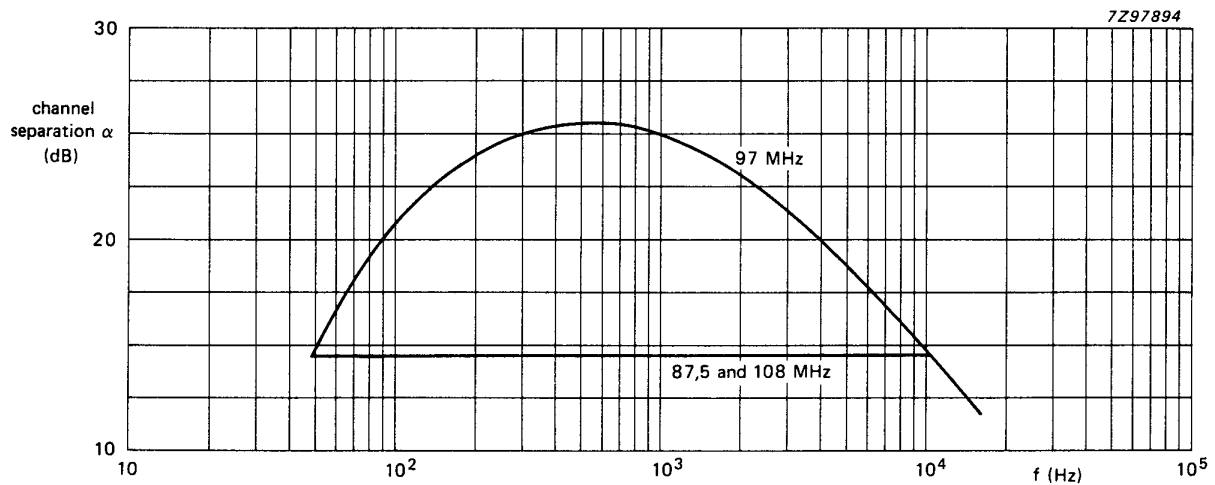


Fig.7 Stereo operation: channel separation as a function of audio frequency in the circuit of Fig.8.

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

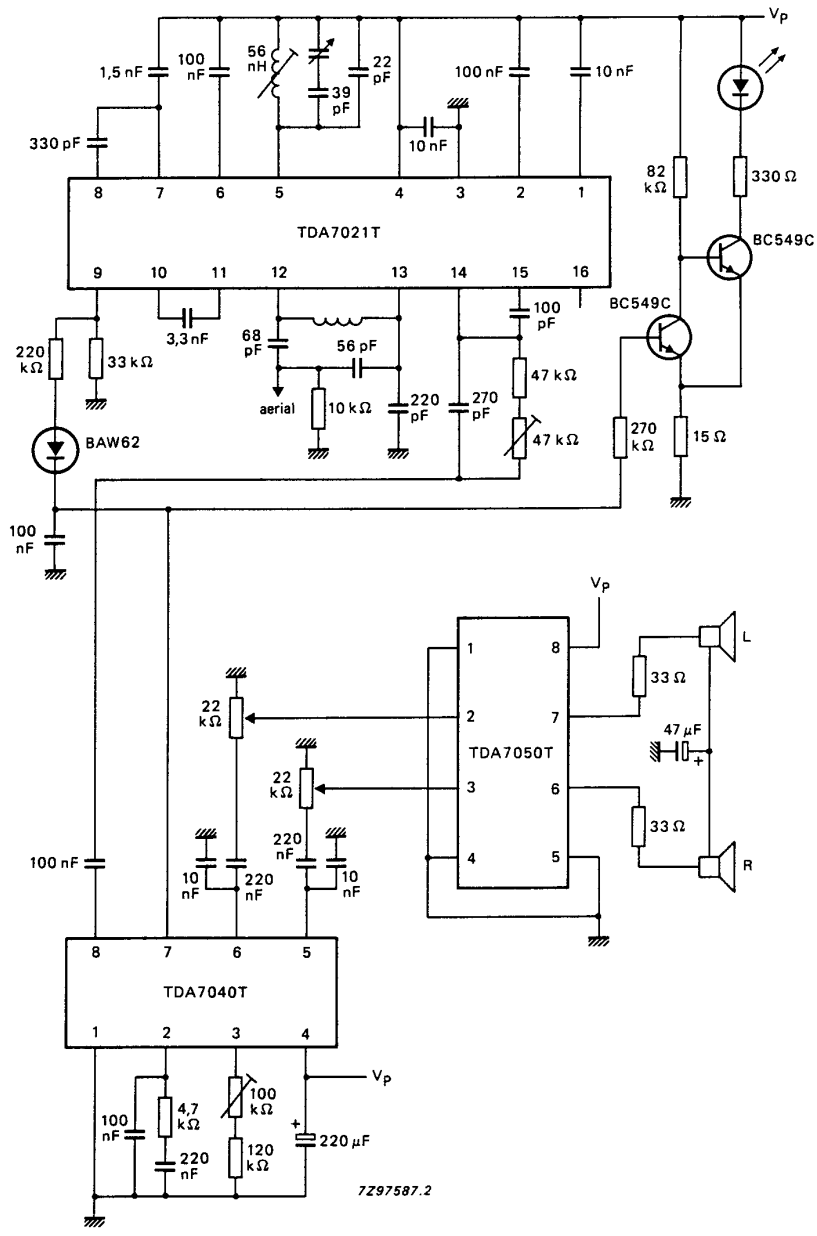


Fig.8 Stereo application in combination with a low voltage PLL stereo decoder (TDA7040T) and a low voltage mono/stereo power amplifier (TDA7050T).

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

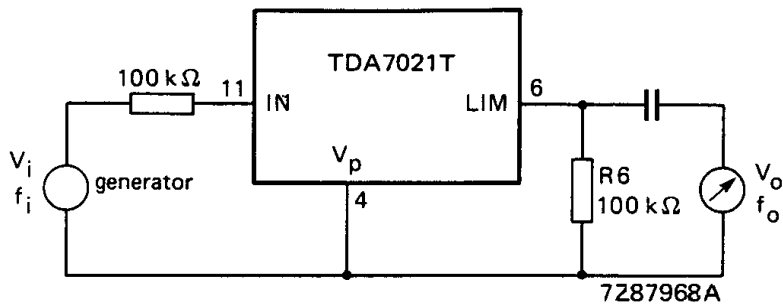


Fig.9 Test set-up; $V_i = 30 \text{ mV}$; $f_i = 76 \text{ kHz}$; selective voltmeter at output has $R_i \geq 1 \text{ M}\Omega$ and $C_i \leq 8 \text{ pF}$; $f_o = f_i$.

Note to Fig. 9

This test set-up is to incorporate the circuit of Fig.5 for mono operation or the circuit of Fig.8 for stereo operation. For either circuit, replace the 100 nF capacitor at pin 6 with R6 (100 k Ω) as shown above.

Selectivity

$$S_{+300} = 20 \log \frac{V_o | (300 \text{ kHz} - f_i)}{V_o | f_i}$$

$$S_{-300} = 20 \log \frac{V_o | (300 \text{ kHz} + f_i)}{V_o | f_i}$$

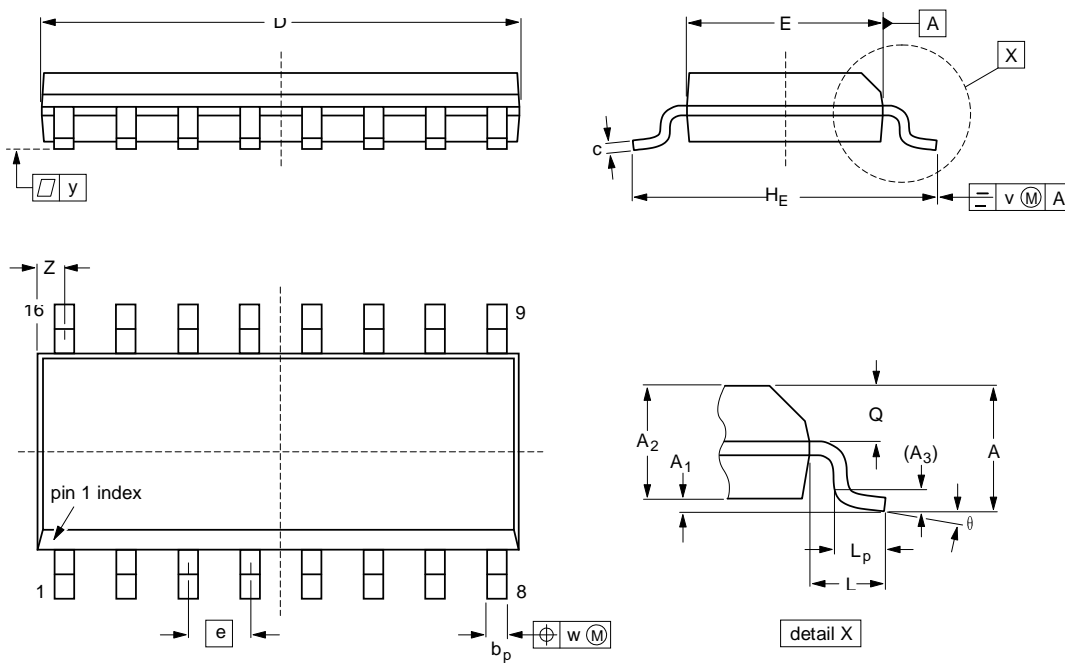
FM radio circuit for MTS

TDA7021T

PACKAGE OUTLINE

SO16: plastic small outline package; 16 leads; body width 3.9 mm

SOT109-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A ₁	A ₂	A ₃	b _p	c	D ⁽¹⁾	E ⁽¹⁾	e	H _E	L	L _p	Q	v	w	y	z ⁽¹⁾	θ
mm	1.75	0.25 0.10	1.45 1.25	0.25	0.49 0.36	0.25 0.19	10.0 9.8	4.0 3.8	1.27	6.2 5.8	1.05	1.0 0.4	0.7 0.6	0.25	0.25	0.1	0.7 0.3	8° 0°
inches	0.069	0.010 0.004	0.057 0.049	0.01	0.019 0.014	0.0100 0.0075	0.39 0.38	0.16 0.15	0.050	0.244 0.228	0.041	0.039 0.016	0.028 0.020	0.01	0.01	0.004	0.028 0.012	

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT109-1	076E07S	MS-012AC			95-01-23 97-05-22

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

SOLDERING

Introduction

There is no soldering method that is ideal for all IC packages. Wave soldering is often preferred when through-hole and surface mounted components are mixed on one printed-circuit board. However, wave soldering is not always suitable for surface mounted ICs, or for printed-circuits with high population densities. In these situations reflow soldering is often used.

This text gives a very brief insight to a complex technology. A more in-depth account of soldering ICs can be found in our "IC Package Databook" (order code 9398 652 90011).

Reflow soldering

Reflow soldering techniques are suitable for all SO packages.

Reflow soldering requires solder paste (a suspension of fine solder particles, flux and binding agent) to be applied to the printed-circuit board by screen printing, stencilling or pressure-syringe dispensing before package placement.

Several techniques exist for reflowing; for example, thermal conduction by heated belt. Dwell times vary between 50 and 300 seconds depending on heating method. Typical reflow temperatures range from 215 to 250 °C.

Preheating is necessary to dry the paste and evaporate the binding agent. Preheating duration: 45 minutes at 45 °C.

Wave soldering

Wave soldering techniques can be used for all SO packages if the following conditions are observed:

- A double-wave (a turbulent wave with high upward pressure followed by a smooth laminar wave) soldering technique should be used.
- The longitudinal axis of the package footprint must be parallel to the solder flow.
- The package footprint must incorporate solder thieves at the downstream end.

During placement and before soldering, the package must be fixed with a droplet of adhesive. The adhesive can be applied by screen printing, pin transfer or syringe dispensing. The package can be soldered after the adhesive is cured.

Maximum permissible solder temperature is 260 °C, and maximum duration of package immersion in solder is 10 seconds, if cooled to less than 150 °C within 6 seconds. Typical dwell time is 4 seconds at 250 °C.

A mildly-activated flux will eliminate the need for removal of corrosive residues in most applications.

Repairing soldered joints

Fix the component by first soldering two diagonally-opposite end leads. Use only a low voltage soldering iron (less than 24 V) applied to the flat part of the lead. Contact time must be limited to 10 seconds at up to 300 °C. When using a dedicated tool, all other leads can be soldered in one operation within 2 to 5 seconds between 270 and 320 °C.

FM radio circuit for MTS

TDA7021T

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.



3 V SUPER MINIMOLD L-BAND SI MMIC DOWNCONVERTER | UPC2756TB

FEATURES

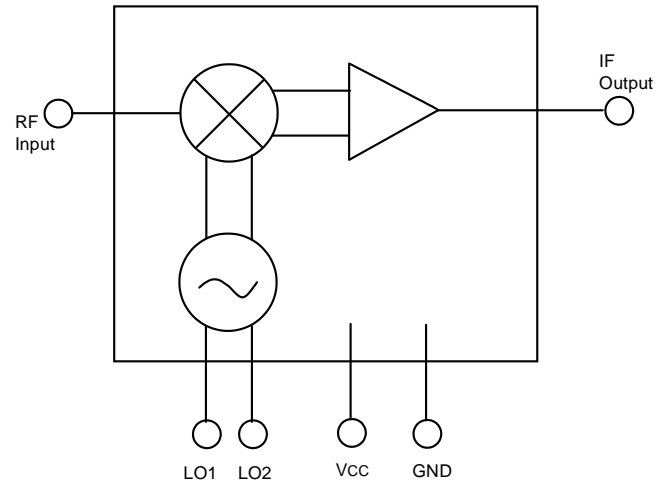
- **HIGH DENSITY SURFACE MOUNTING:**
6 Pin Super Minimold or SOT-363 package
- **WIDE BAND OPERATION:**
RF = 0.1 to 2.0 GHz
IF = 10 to 300 MHz
- **ON BOARD OSCILLATOR**
- **SUPPLY VOLTAGE:**
Vcc = 2.7 TO 3.3 V

DESCRIPTION

NEC's UPC2756TB is a silicon MMIC integrated circuit manufactured using the NESAT III process. The device consists of a double balance mixer, an IF amplifier and a built-in LO. This device is suitable as a L-BAND downconverter for the receiver stage of wireless systems. The UPC2756TB is pin compatible and has comparable performance as the larger UPC2756T, so it is suitable for use as a replacement to help reduce system size. The IC housed in a 6 pin super minimold or SOT-363 package.

NEC's stringent quality assurance and test procedures ensure the highest reliability and performance.

INTERNAL BLOCK DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, V_{cc} = 3 V, Z_L = Z_s = 50 Ω)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE		UPC2756TB S06			
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
I _{CC}	Circuit Current (no signal)	mA	3.5	6.0	8.0
f _{RF}	RF Frequency Response (3 dB down from the gain at f _{RF} = 900 MHz, f _{IF} = 150 MHz)	GHz	0.1		2.0
f _{IF}	IF Frequency Response (3 dB down from the gain at f _{RF} = 900 MHz, f _{IF} = 150 MHz)	MHz	10	300	
CG	Conversion Gain ¹ f _{RF} = 900 MHz, f _{IF} = 150 MHz f _{RF} = 1.6 GHz, f _{IF} = 20 MHz	dB	11	14	17
		dB	11	14	17
NF	Noise Figure f _{RF} = 900 MHz, f _{IF} = 150 MHz f _{RF} = 1.6 GHz, f _{IF} = 20 MHz	dB		10	13
		dB		13	16
P _{SAT}	Saturated Output Power ² f _{RF} = 900 MHz, f _{IF} = 150 MHz f _{RF} = 1.6 GHz, f _{IF} = 20 MHz	dBm	-11	-8	
		dBm	-15	-12	
OIP ₃	SSB Output 3rd Order Intercept Point f _{RF} = 0.8~2.0 GHz, f _{IF} = 100 MHz	dBm		+4	
ISO	LO Leakage, f _{LO} = 0.8 ~2.0 GHz	at RF pin		-35	
		at IF pin		-23	
PN	Phase Noise ³ , f _{osc} = 1.9 GHz	dBc/Hz		-68	
R _{TH} (J-A)	Thermal Resistance (Junction to Ambient) Mounted on a 50 x 50 x 1.6 mm epoxy glass PWB	°C/W			325

Notes:

1. P_{RF} = -40 dBm.

2. P_{RF} = -10 dBm.

3. See Application Circuit.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹ (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V _{CC}	Supply Voltage	V	5.5
P _T	Total Power Dissipation ²	mW	200
T _{OP}	Operating Temperature	°C	-40 to +85
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-55 to +150

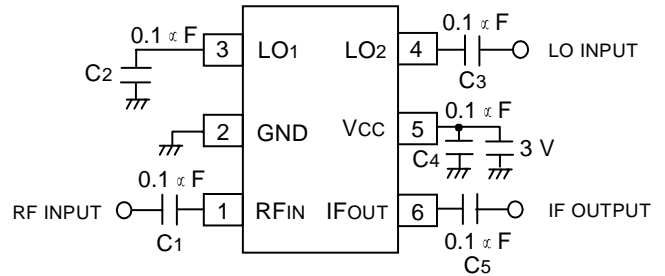
Notes:

1. Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.
2. Mounted on a 50 x 50 x 1.6 mm epoxy glass PWB (T_A = +85°C).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	MIN	TYP	MAX
V _{CC}	Supply Voltage	V	2.7	3.0	3.3
T _{OP}	Operating Temperature	°C	-40	+25	+85

TEST CIRCUIT

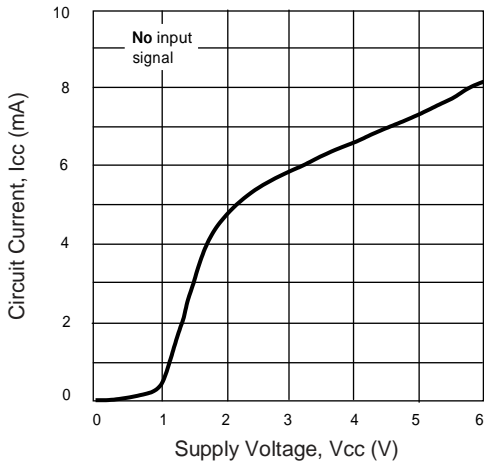


PIN FUNCTIONS

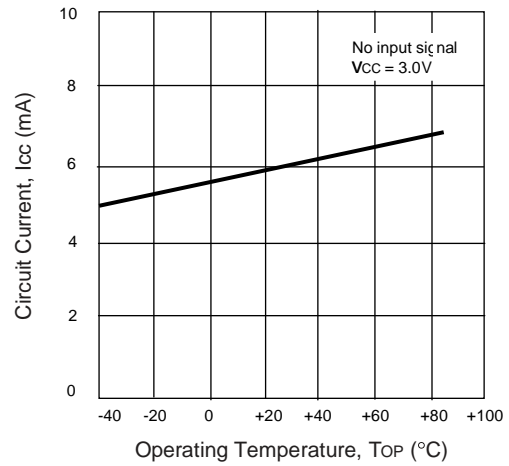
Pin No.	Symbol	Applied Voltage (V)	Pin Voltage (V)	Description	Internal Equivalent Circuit
1	RFIN	–	1.2	Signal input pin to double balanced mixer. This pin must be coupled to the signal source with a blocking capacitor.	
2	GND	0	–	Ground pin. This pin should be connected to system ground with minimum inductance. Ground pattern on the board should be formed as wide as possible.	
3	LO1	–	1.2	These pins are both the base-collectors of a differential amplifier configured to oscillate when equipped with an external tank resonator circuit. Each pin must be coupled to the tank circuit with a blocking capacitor. In the case of an external LO source, bypass the unused pin with a capacitor to ground.	
4	LO2	–	1.2		
5	VCC	2.7 to 3.3	–	Power supply pin. This pin should be externally equipped with a bypass capacitor to minimize ground impedance.	
6	IFOUT	–	1.7	Output of single-ended push-pull IF buffer amplifier. This is an emitter-follower output with low impedance. This pin must be coupled to the next stage with a blocking capacitor.	

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (T_A = 25°C)

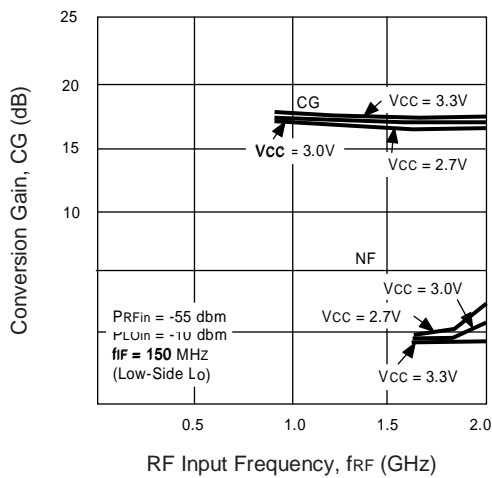
CIRCUIT CURRENT vs. VOLTAGE



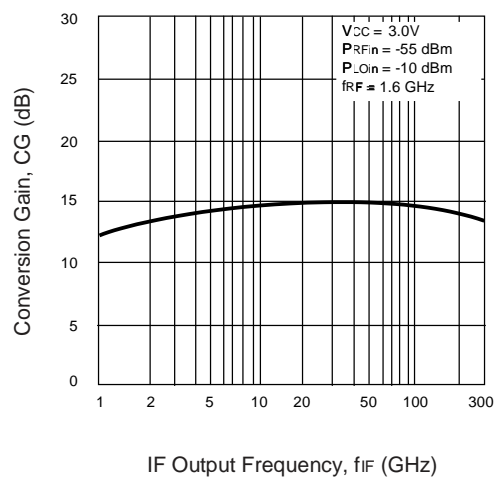
CIRCUIT CURRENT vs. TEMPERATURE



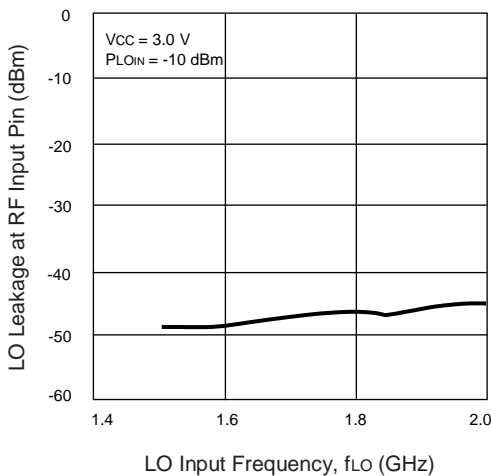
CONVERSION GAIN AND NOISE FIGURE vs. RF INPUT FREQUENCY



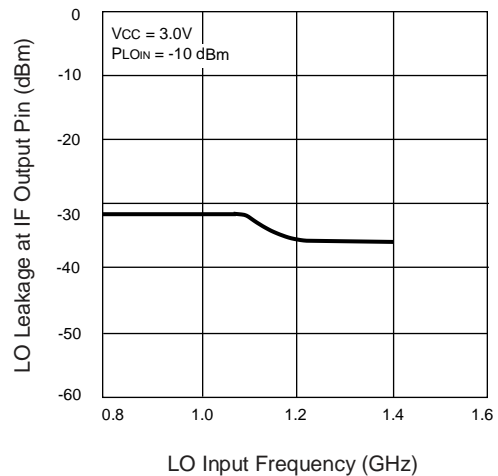
CONVERSION GAIN vs. IF OUTPUT FREQUENCY



LO LEAKAGE AT RF PIN vs. LO FREQUENCY

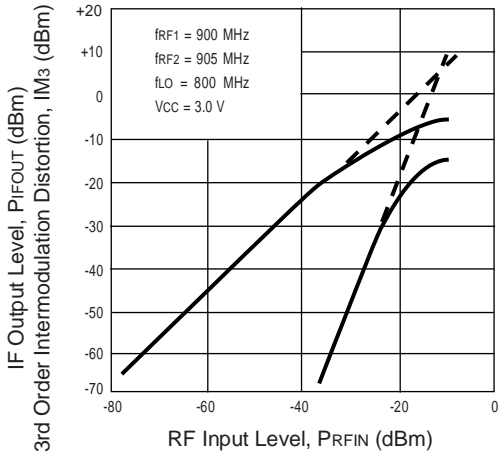


LO LEAKAGE AT IF PIN vs. LO FREQUENCY

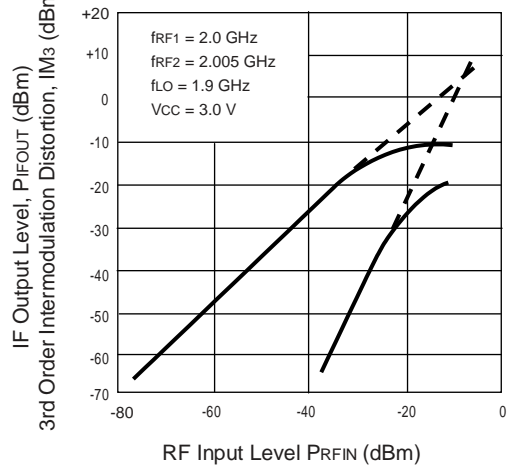


TYPICAL PERFORMANCE CURVES (TA = 25°C)

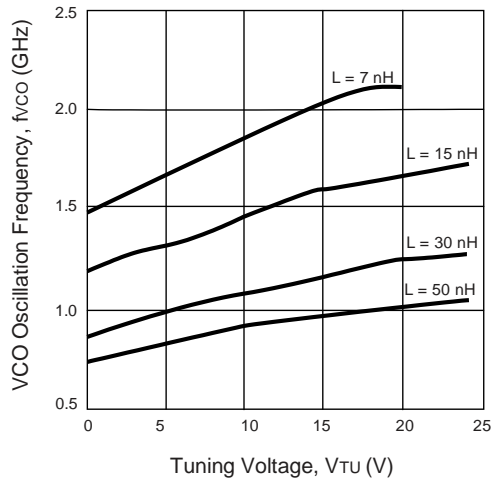
IF OUTPUT LEVEL AND IM3 vs. RF INPUT LEVEL



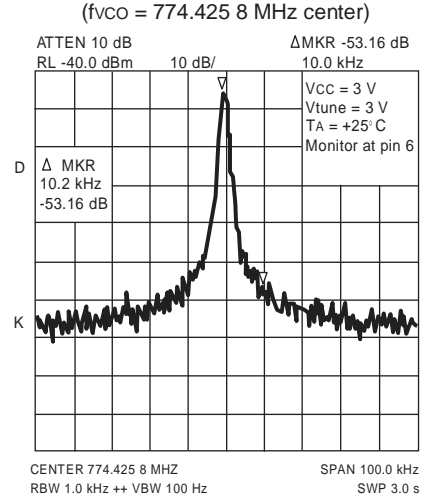
IF OUTPUT LEVEL AND IM3 vs. RF INPUT LEVEL



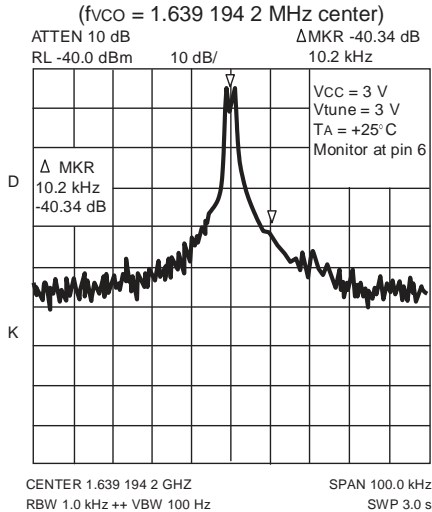
VCO OSCILLATION FREQUENCY vs. TUNING VOLTAGE



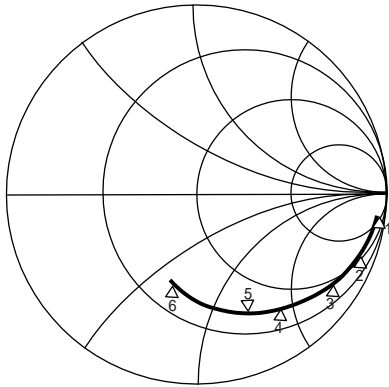
VCO PHASE NOISE



VCO PHASE NOISE

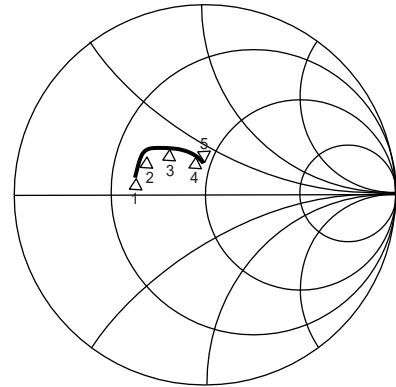


TYPICAL SCATTERING PARAMETERS



RF Port
Vcc = 3.0 V
Start 0.10 GHz
Stop 3.10 GHz

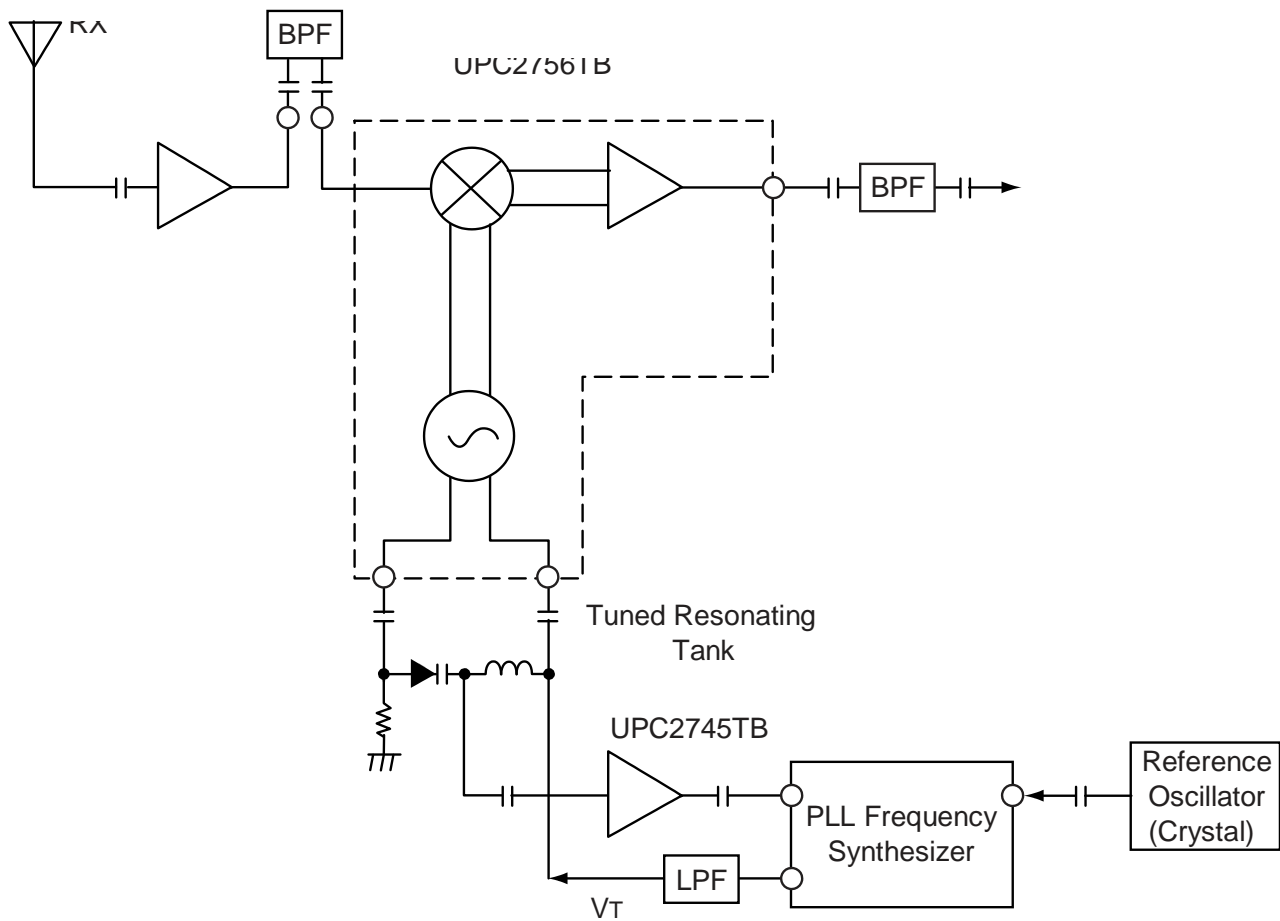
1:	100 MHz	519.8 Ω	-j 1.1 Ω
2:	500 MHz	59.3 Ω	-j 281.0 Ω
3:	900 MHz	38.3 Ω	-j 157.0 Ω
4:	1500 MHz	31.5 Ω	-j 90.1 Ω
5:	1900 MHz	28.5 Ω	-j 67.9 Ω
6:	3000 MHz	25.7 Ω	-j 31.7 Ω



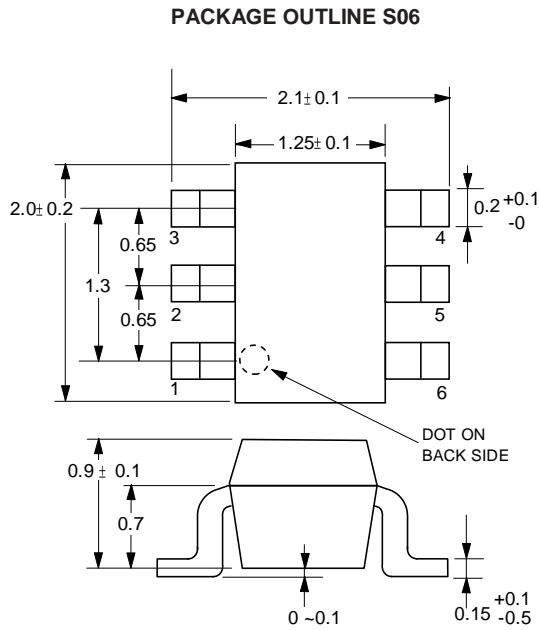
RF Port
Vcc = 3.0 V
Start 0.05 GHz
Stop 3.00 GHz

1:	50 MHz	22.5 Ω	+j 6.1 Ω
2:	80 MHz	24.2 Ω	+j 11.3 Ω
3:	130 MHz	30.2 Ω	+j 16.6 Ω
4:	240 MHz	42.6 Ω	+j 17.5 Ω
5:	300 MHz	46.6 Ω	+j 15.6 Ω

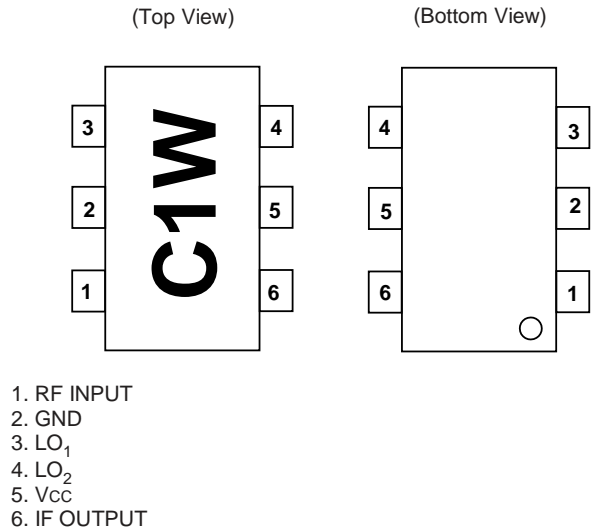
SYSTEM APPLICATION EXAMPLE



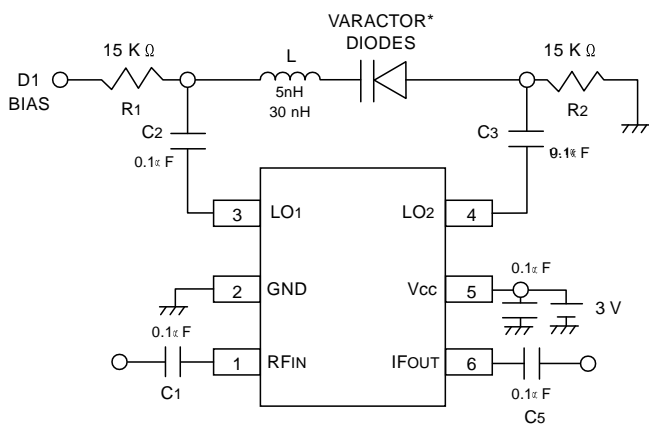
OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)



LEAD CONNECTIONS



APPLICATION CIRCUIT EXAMPLE



* Recommended Varactor Diodes: Alpha SMV1204-4, Toshiba 1SV186 or equivalent

ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	QTY
UPC2756TB-E3-A	3K/Reel

Note:
Embossed Tape, 8 mm wide,
Pins 1, 2, 3 are in tape pull-out direction.

Life Support Applications

These NEC products are not intended for use in life support devices, appliances, or systems where the malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. The customers of CEL using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify CEL for all damages resulting from such improper use or sale.

EXCLUSIVE NORTH AMERICAN AGENT FOR **NEC** RF, MICROWAVE & OPTOELECTRONIC SEMICONDUCTORS

CEL CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES • Headquarters • 4590 Patrick Henry Drive • Santa Clara, CA 95054-1817 • (408) 988-3500 • Telex 34-6393 • FAX (408) 988-0279
24-Hour Fax-On-Demand: 800-390-3232 (U.S. and Canada only) • Internet: <http://WWW.CEL.COM>

DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

7/18/2000



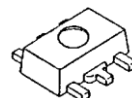
LOW DROPOUT VOLTAGE REGULATOR

NJM2880

GENERAL DESCRIPTION

The NJM2880 is a low dropout voltage regulator. Advanced Bipolar technology achieves low noise, high ripple rejection and low quiescent current.

PACKAGE

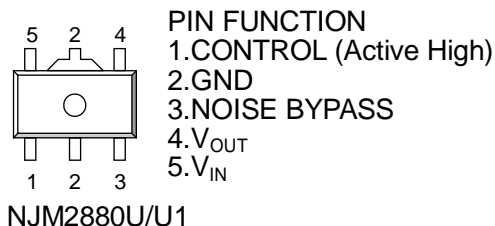


NJM2880U/U1

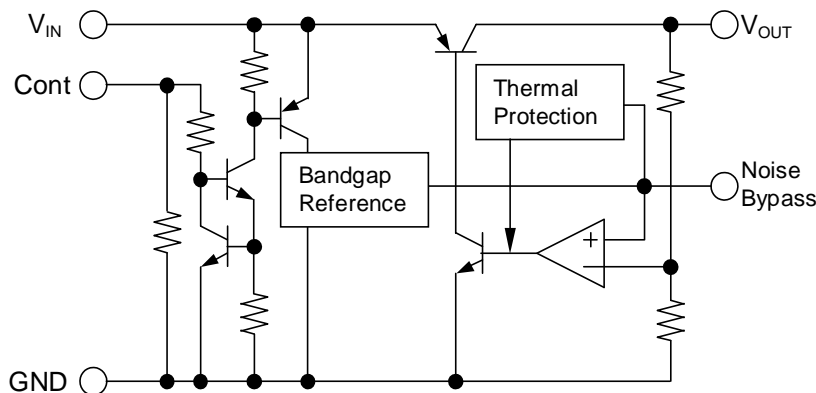
FEATURES

- ⑥ High Ripple Rejection 70dB typ. (f=1kHz, Vo=3V Version)
- ⑥ Output Noise Voltage Vno=30μVrms typ.(Cp=0.01μF)
- ⑥ Output capacitor with 1.0μF ceramic capacitor
- ⑥ Output Current Io(max.)=300mA
- ⑥ High Precision Output Vo±1.0%
- ⑥ Low Dropout Voltage 0.10V typ. (Io=100mA)
- ⑥ ON/OFF Control (Active High)
- ⑥ Internal Short Circuit Current Limit
- ⑥ Internal Thermal Overload Protection
- ⑥ Bipolar Technology
- ⑥ Package Outline SOT-89-5

PIN



EQUIVALENT CIRCUIT



OUTPUT VOLTAGE RANK LIST

Device Name	Vout	Device Name	Vout	Device Name	Vout
NJM2880U/U1-15	1.5V	NJM2880U/U1-28	2.8V	NJM2880U/U1-44	4.4V
NJM2880U/U1-16	1.6V	NJM2880U/U1-285	2.85V	NJM2880U/U1-45	4.5V
NJM2880U/U1-18	1.8V	NJM2880U/U1-03	3.0V	NJM2880U/U1-48	4.8V
NJM2880U/U1-21	2.1V	NJM2880U/U1-32	3.2V	NJM2880U/U1-05	5.0V
NJM2880U/U1-25	2.5V	NJM2880U/U1-33	3.3V		
NJM2880U/U1-26	2.6V	NJM2880U/U1-38	3.8V		
NJM2880U/U1-27	2.7V	NJM2880U/U1-04	4.0V		

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

PARAMETER	SYMBOL	RATINGS	UNIT
Input Voltage	V_{IN}	+14	V
Control Voltage	V_{CONT}	+14(*1)	V
Power Dissipation	P_D	350	mW
Operating Temperature	T_{opr}	-40 +85	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-40 +125	°C

(*1) When input voltage is less than +14V, the absolute maximum control voltage is equal to the input voltage.

Operating voltage

$V_{IN}=+2.3 \sim +14V$ (In case of $V_o < 2.1V$ version)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

($V_o > 2.0V$ version:

$V_{IN}=V_o+1V$, $C_o=0.1\mu F$: $V_o \geq 2.7V$ ($C_o=2.2\mu F$: $V_o \leq 2.6V$), $C_p=0.01\mu F$, $T_a=25^\circ C$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Output Voltage	V_o	$I_o=30mA$	-1.0%	-	+1.0%	V
Quiescent Current	I_Q	$I_o=0mA$, expect I_{cont}	-	120	180	μA
Quiescent Current at Control OFF	$I_{Q(OFF)}$	$V_{CONT}=0V$	-	-	100	nA
Output Current	I_o	$V_o-0.3V$	300	400	-	mA
Line Regulation	$\Delta V_o/\Delta V_{IN}$	$V_{IN}=V_o+1V \sim V_o+6V$, $I_o=30mA$	-	-	0.10	%/V
Load Regulation	$\Delta V_o/\Delta I_o$	$I_o=0 \sim 300mA$	-	-	0.03	%/mA
Dropout Voltage	ΔV_{r-o}	$I_o=100mA$	-	0.10	0.18	V
Ripple Rejection	RR	$e_{in}=200mV_{rms}$, $f=1kHz$, $I_o=10mA$ $V_o=3V$ Version	-	70	-	dB
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_o/\Delta T_a$	$T_a=0 \sim 85^\circ C$, $I_o=10mA$	-	± 50	-	ppm/°C
Output Noise Voltage	V_{NO}	$f=10Hz \sim 80kHz$, $I_o=10mA$, $V_o=3V$ Version	-	30	-	μV_{rms}
Control Voltage for ON-state	$V_{CONT(ON)}$		1.6	-	-	V
Control Voltage for OFF-state	$V_{CONT(OFF)}$		-	-	0.6	V

($V_o \leq 2.0V$ version:

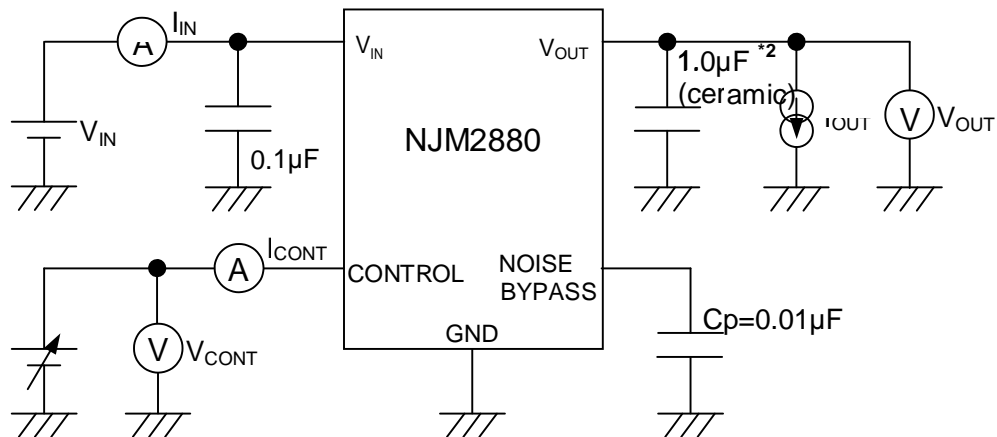
$V_{IN} = V_o + 1V$, $C_{IN} = 0.1\mu F$, $C_o = 2.2\mu F$: $V_o \geq 1.9V$ ($C_o = 4.7\mu F$: $V_o \leq 1.8V$), $C_p = 0.01\mu F$, $T_a = 25^\circ C$)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Output Voltage	V_o	$I_o = 30mA$	-1.0%	-	+1.0%	V
Quiescent Current	I_Q	$I_o = 0mA$, expect I_{cont}	-	120	180	μA
Quiescent Current at Control OFF	$I_{Q(OFF)}$	$V_{CONT} = 0V$	-	-	100	nA
Output Current	I_o	$V_o = 0.3V$	300	400	-	mA
Line Regulation	$\Delta V_o / \Delta V_{IN}$	$V_{IN} = V_o + 1V$ $V_o + 6V$, $I_o = 30mA$	-	-	0.10	%/V
Load Regulation	$\Delta V_o / \Delta I_o$	$I_o = 0$ $300mA$	-	-	0.03	%/mA
Ripple Rejection	RR	$e_{in} = 200mV_{rms}$, $f = 1kHz$, $I_o = 10mA$ $V_o = 1.8V$ Version	-	74	-	dB
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$\Delta V_o / \Delta T_a$	$T_a = 0$ $85^\circ C$, $I_o = 10mA$	-	± 50	-	ppm/ $^\circ C$
Output Noise Voltage	V_{NO}	$f = 10Hz$ $80kHz$, $I_o = 10mA$, $V_o = 1.8V$ Version	-	18	-	μV_{rms}
Control Voltage for ON-state	$V_{CONT(ON)}$		1.6	-	-	V
Control Voltage for OFF-state	$V_{CONT(OFF)}$		-	-	0.6	V

The above specification is a common specification for all output voltages.

Therefore, it may be different from the individual specification for a specific output voltage.

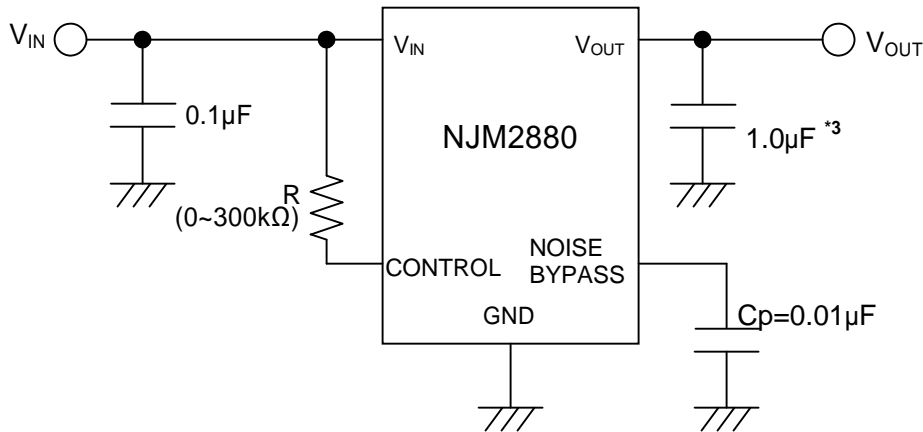
TEST



*2 $1.9V \leq V_o \leq 2.6V$ version : $C_o = 2.2\mu F$ (ceramic)
 $V_o \leq 1.8V$ version : $C_o = 4.7\mu F$ (ceramic)

⚡ TYPICAL APPLICATION

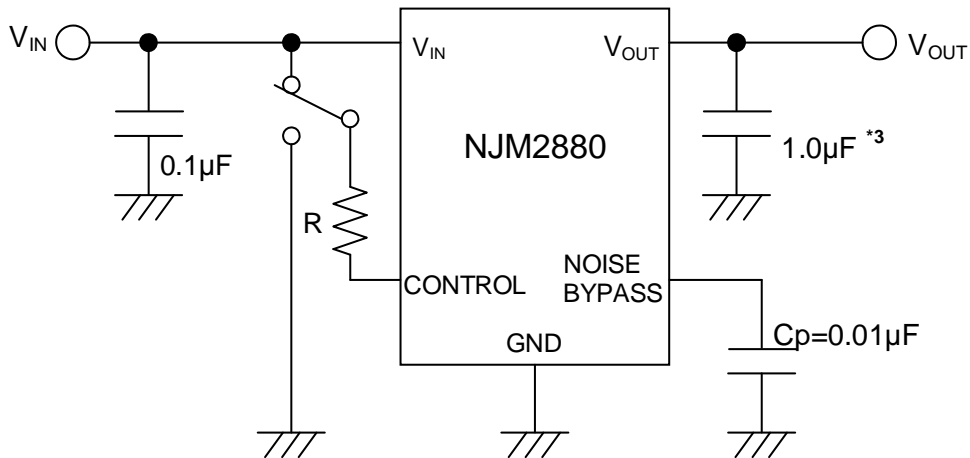
📁 In the case where ON/OFF Control is not required:



*3 1.9V ≤ V_o ≤ 2.6V version : C_o = 2.2µF
 V_o ≤ 1.8V version : C_o = 4.7µF

Connect control terminal to V_{IN} terminal

📁 In use of ON/OFF CONTROL:



*3 1.9V ≤ V_o ≤ 2.6V version : C_o = 2.2µF
 V_o ≤ 1.8V version : C_o = 4.7µF

State of control terminal:

- “H” → output is enabled.
- “L” or “open” → output is disabled.

◆ Noise bypass Capacitance C_p

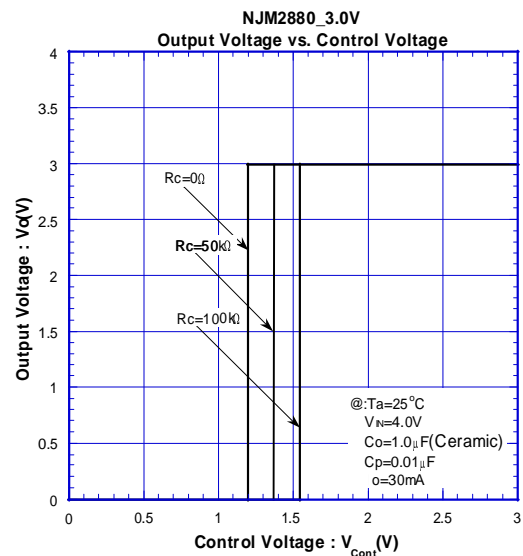
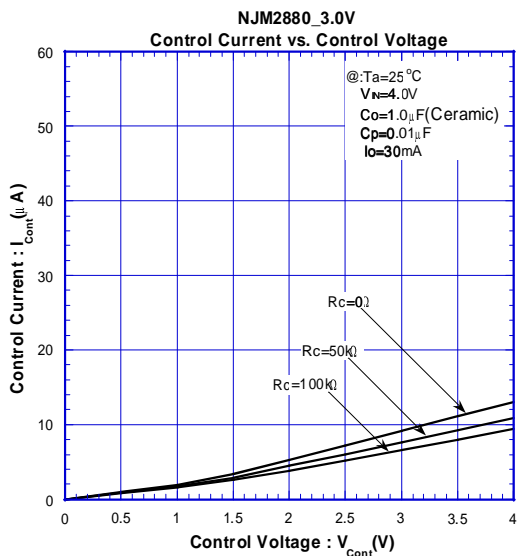
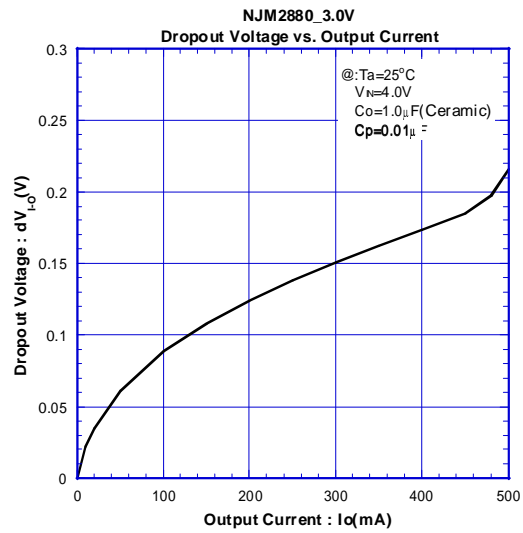
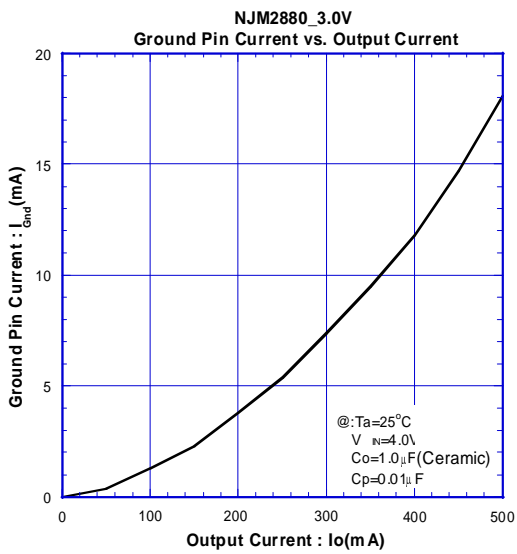
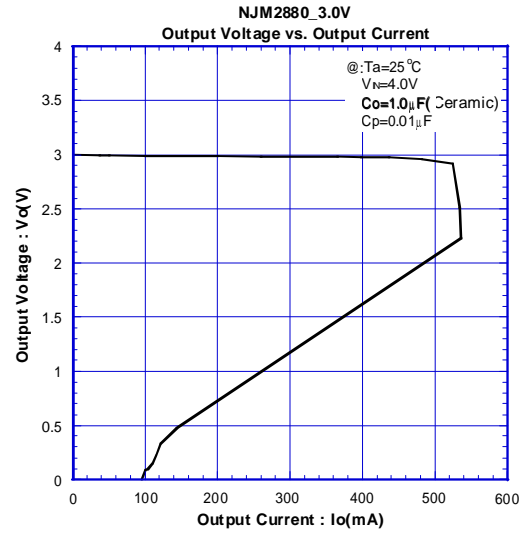
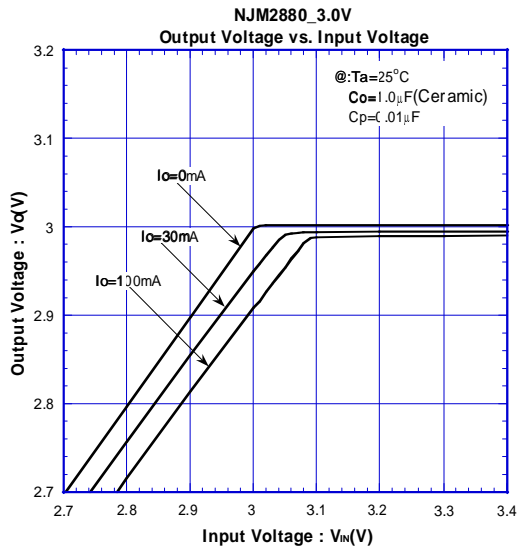
Noise bypass capacitance C_p reduces noise generated by band-gap reference circuit. Noise level and ripple rejection will be improved when larger C_p is used. Use of smaller C_p value may cause oscillation. Use the C_p value of 0.01µF greater to avoid the problem.

◆ In the case of using a resistance "R" between V_{IN} and control.

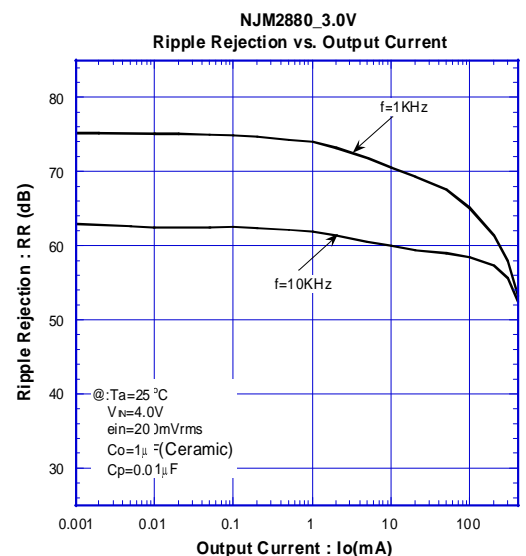
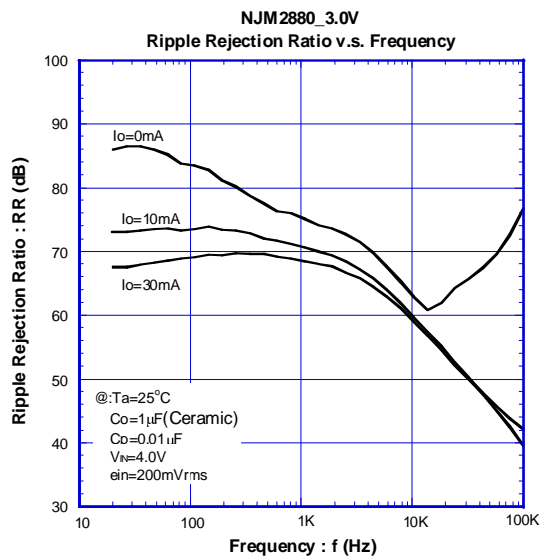
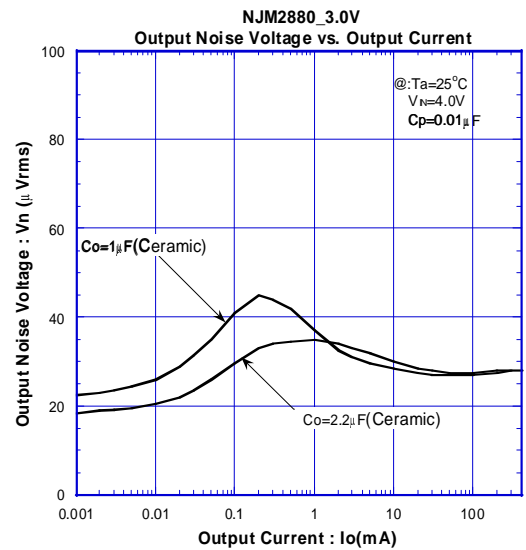
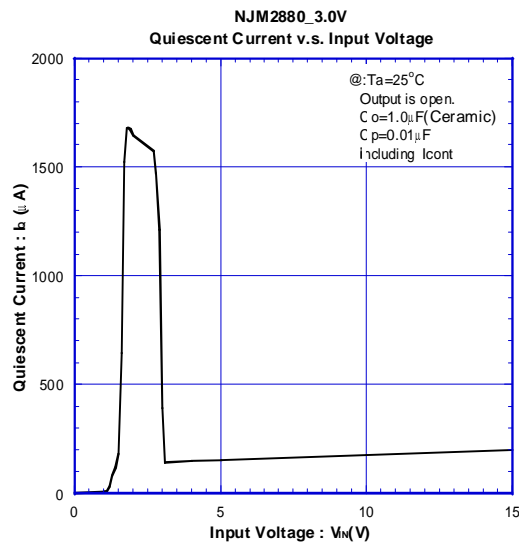
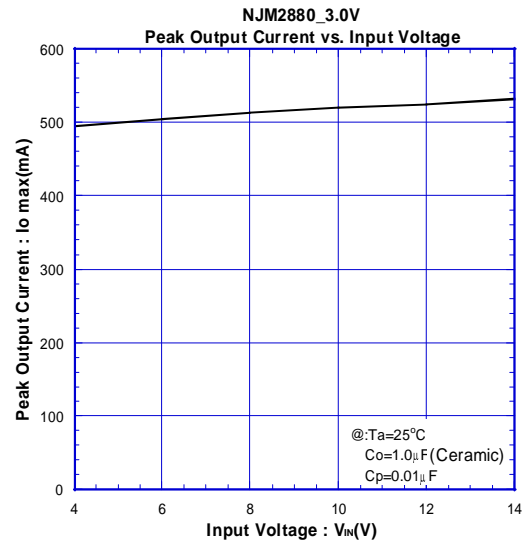
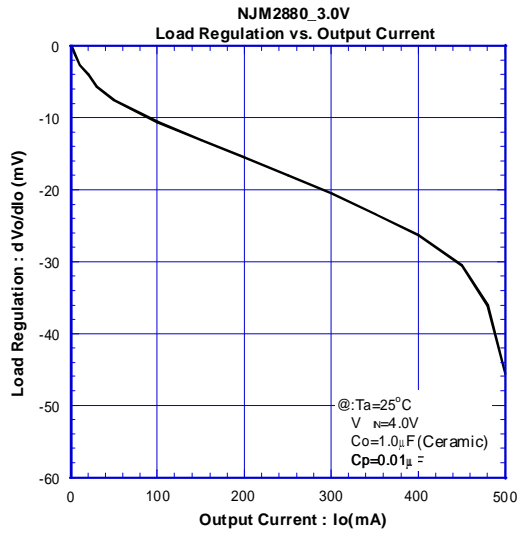
The current flow into the control terminal while the IC is ON state (I_{CONT}) can be reduced when a pull up resistance "R" is inserted between V_{IN} and the control terminal.

The minimum control voltage for ON state (V_{CONT(ON)}) is increased due to the voltage drop caused by I_{CONT} and the resistance "R". The I_{CONT} is temperature dependence as shown in the "Control Current vs. Temperature" characteristics. Therefore, the resistance "R" should be carefully selected to ensure the control voltage exceeds the V_{CONT(ON)} over the required temperature range.

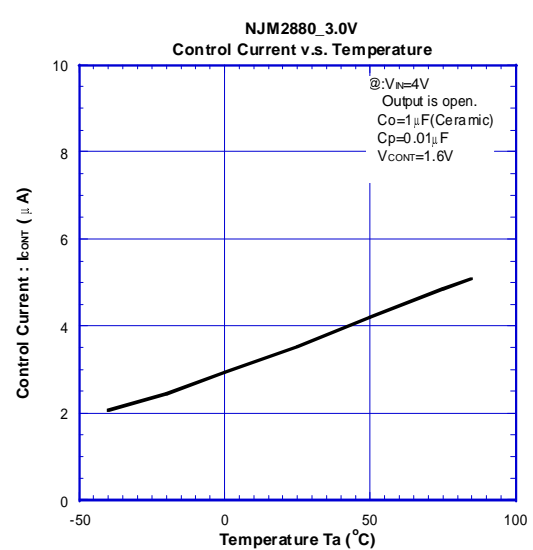
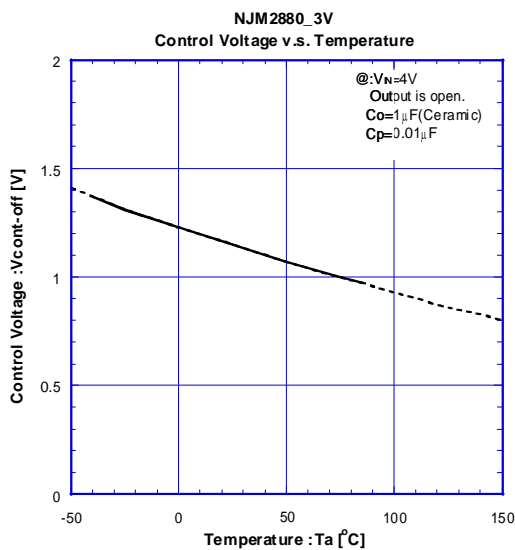
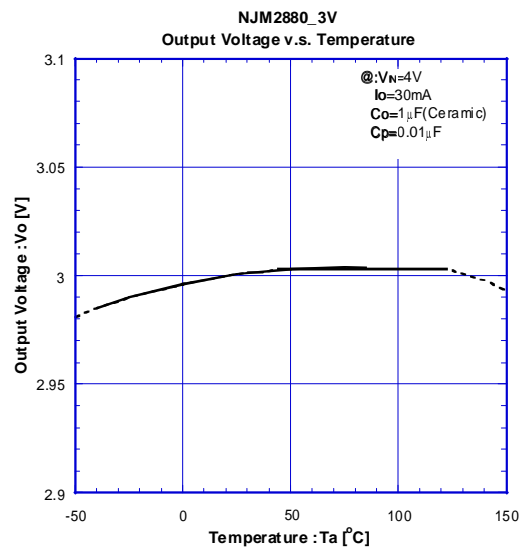
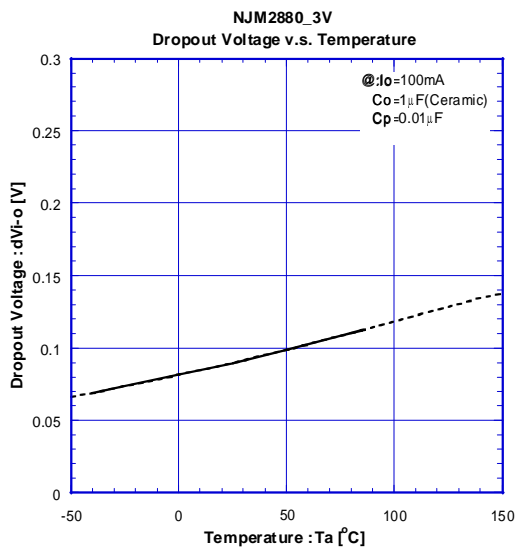
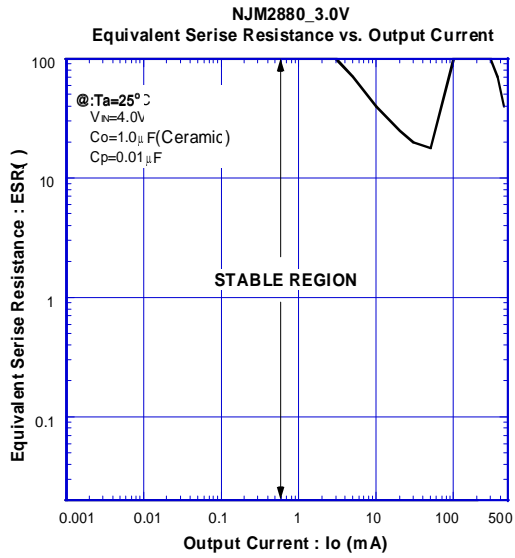
ELECTRICAL CHARACTERISTICS



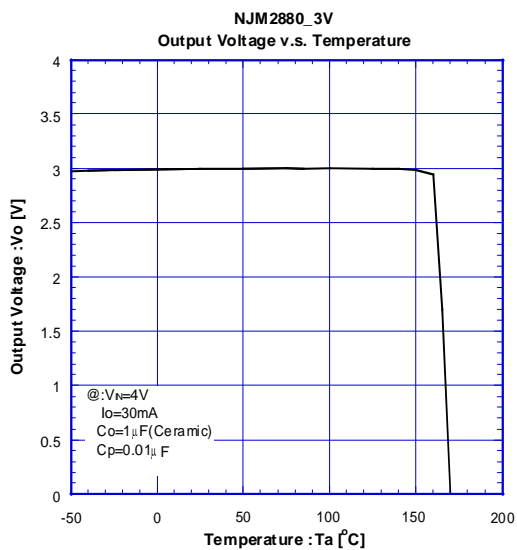
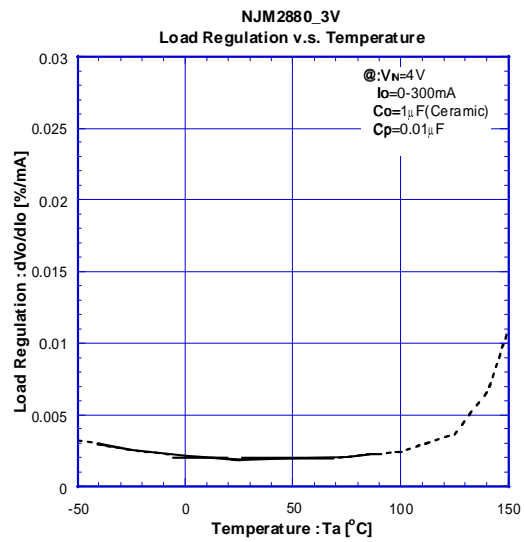
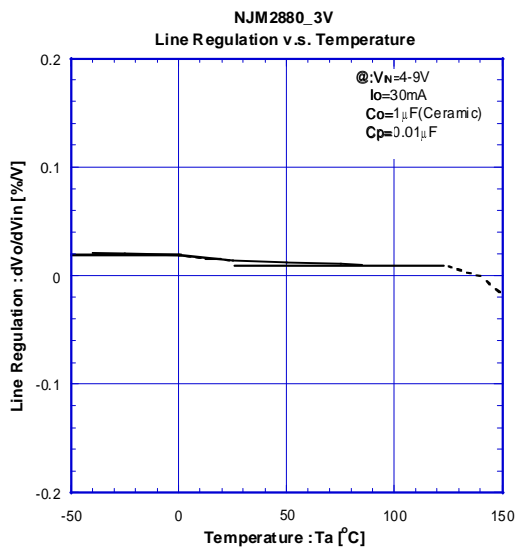
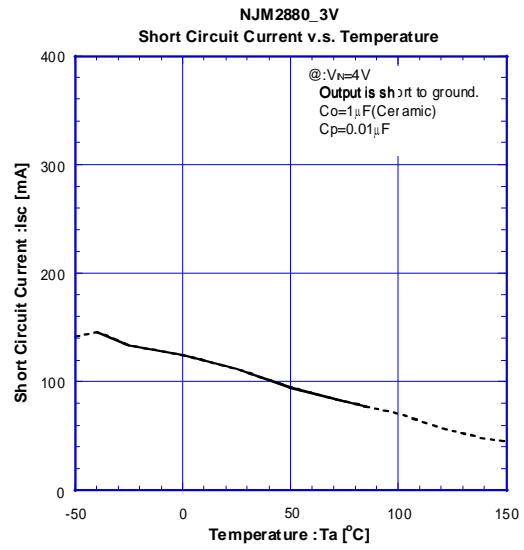
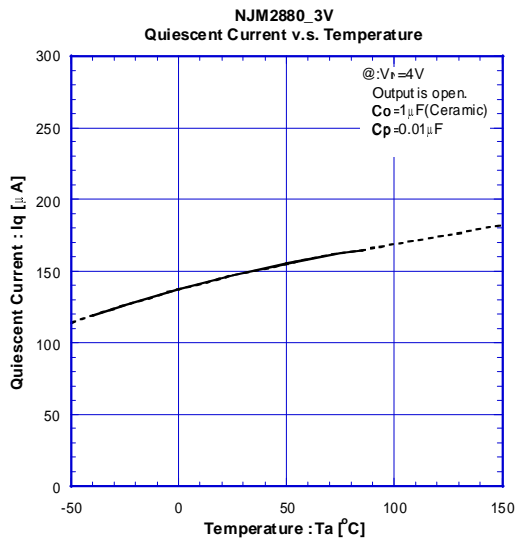
ELECTRICAL CHARACTERISTICS



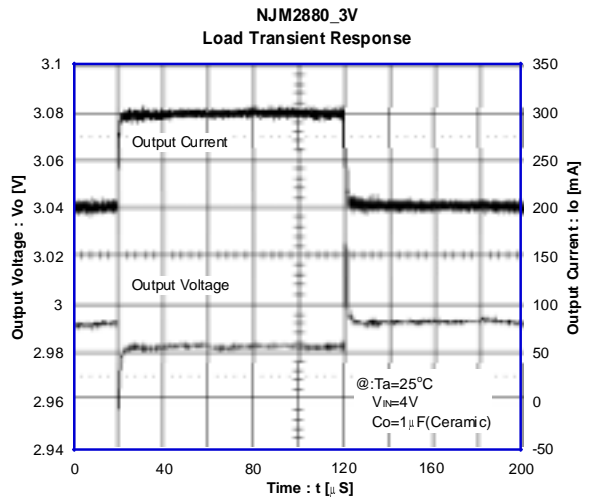
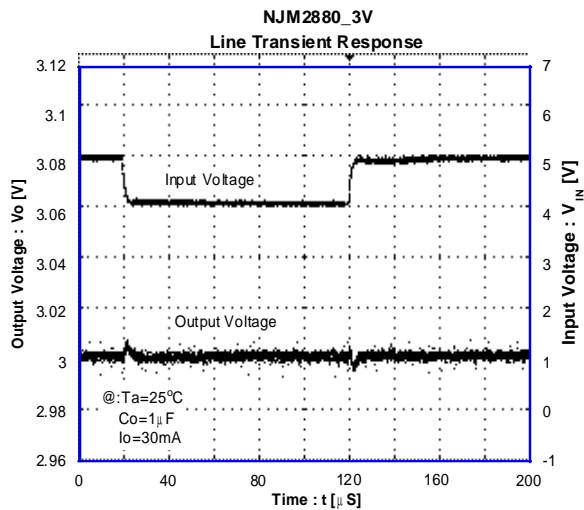
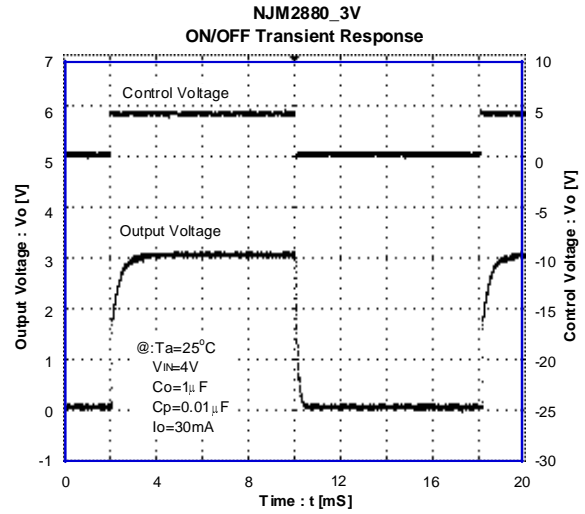
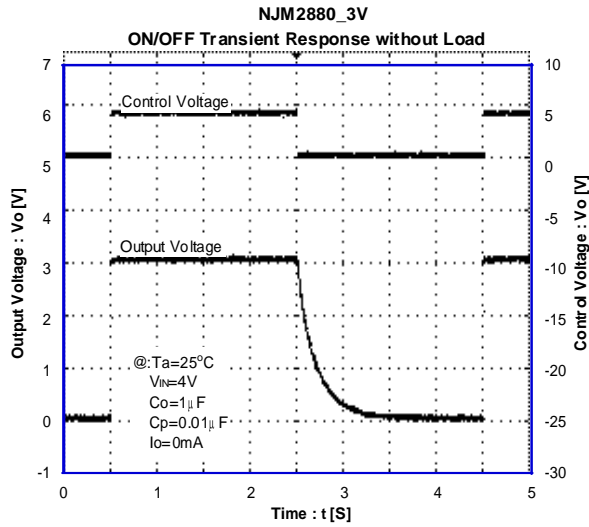
ELECTRICAL CHARACTERISTICS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS



[CAUTION]

The specifications on this databook are only given for information, without any guarantee as regards either mistakes or omissions. The application circuits in this databook are described only to show representative usages of the product and not intended for the guarantee or permission of any right including the industrial rights.



October 2002

LM4865 Boomer® Audio Power Amplifier Series

750 mW Audio Power Amplifier with DC Volume Control and Headphone Switch

General Description

The LM4865 is a mono bridged audio power amplifier with DC voltage volume control. The LM4865 is capable of delivering 750mW of continuous average power into an 8Ω load with less than 1% THD when powered by a 5V power supply. Switching between bridged speaker mode and headphone (single ended) mode is accomplished using the headphone sense pin. To conserve power in portable applications, the LM4865's micropower shutdown mode ($I_Q = 0.7\mu A$, typ) is activated when less than 300mV is applied to the DC Vol/SD pin.

Boomer audio power amplifiers are designed specifically to provide high power audio output while maintaining high fidelity. They require few external components and operate on low supply voltages.

Applications

- GSM phones and accessories, DECT, office phones
- Hand held radio

- Other portable audio devices

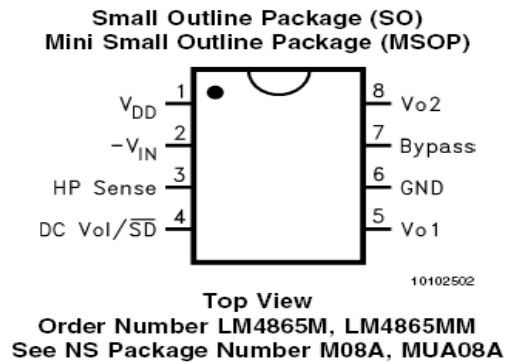
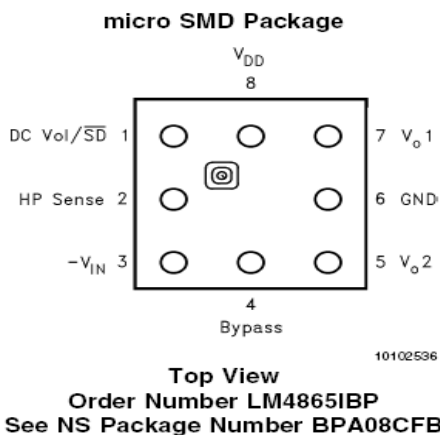
Key Specifications

■ P_O at 1.0% THD+N into 8Ω SO, micro SMD	750mW (typ)
■ P_O at 10% THD+N into 8Ω SO, micro SMD	1W (typ)
■ Shutdown current	0.7μA(typ)
■ Supply voltage range	2.7V to 5.5V

Features

- DC voltage volume control
- Headphone amplifier mode
- "Click and pop" suppression
- Shutdown control when volume control pin is low
- Thermal shutdown protection

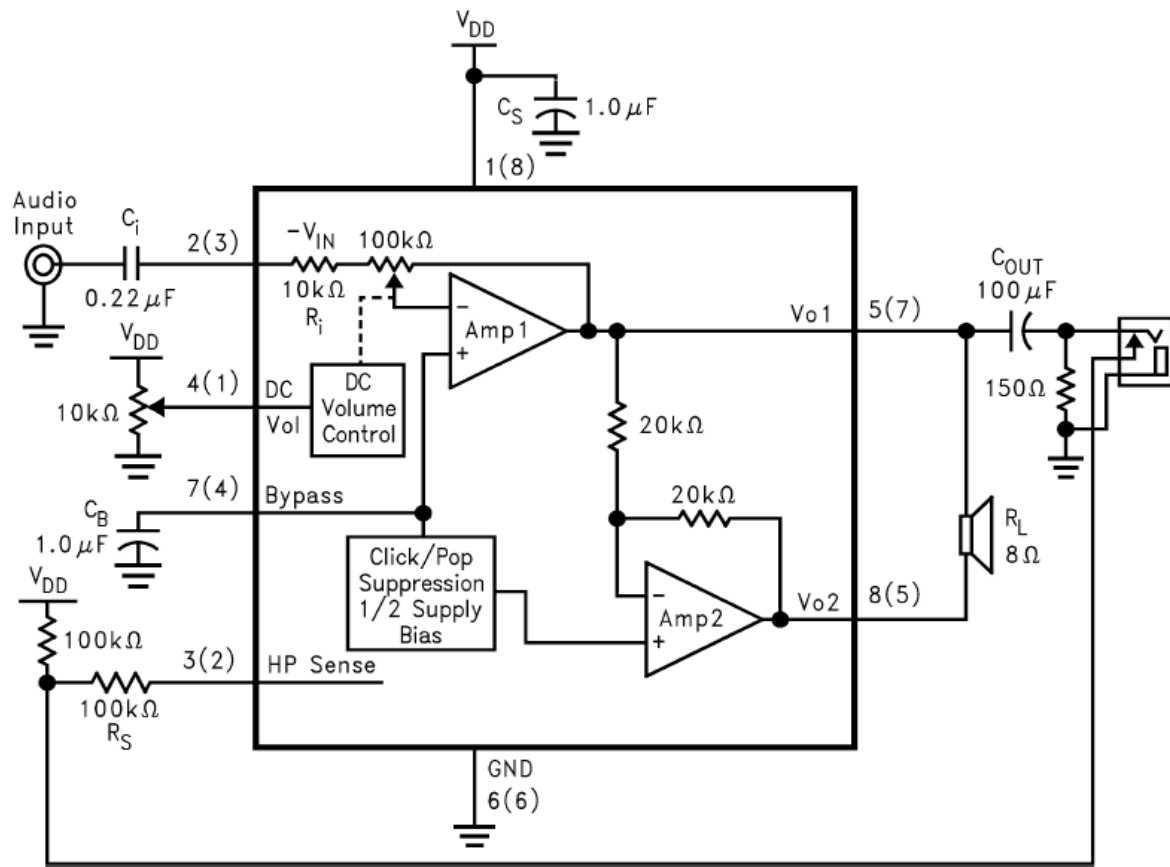
Connection Diagrams



LM4865 750 mW Audio Power Amplifier with DC Volume Control and Headphone Switch

BOOMER™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

Typical Application



10102501

FIGURE 1. Typical Audio Amplifier Application Circuit
 (Numbers in () are specific to the micro SMD package)

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	6.0V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Input Voltage	-0.3V to V_{DD} +0.3V
Power Dissipation (Note 3)	Internally Limited
ESD Susceptibility (Note 4)	2000V
ESD Susceptibility (Note 5)	200V
Junction Temperature	150°C
Soldering Information	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

Thermal Resistance

θ_{JC} (SOP)	35°C/W
θ_{JA} (SOP)	150°C/W
θ_{JC} (MSOP)	56°C/W
θ_{JA} (MSOP)	190°C/W
θ_{JA} (micro SMD)	150°C/W

Operating Ratings

Temperature Range

$$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX} \quad -40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$$

$$\text{Supply Voltage} \quad 2.7\text{V} \leq V_{DD} \leq 5.5\text{V}$$

See AN-450 "Surface Mounting and their Effects on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

The following specifications apply for $V_{DD} = 5\text{V}$, unless otherwise specified. Limits apply for $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Symbol	Parameter	Conditions	LM4865			Units
			Min (Note 7)	Typical (Note 6)	Max (Note 7)	
V_{DD}	Supply Voltage		2.7		5.5	V
I_{DD}	Quiescent Power Supply Current	$V_{IN} = 0\text{V}$, $I_O = 0\text{A}$, HP Sense = 0V		4	7	mA
		$V_{IN} = 0\text{V}$, $I_O = 0\text{A}$, HP Sense = 5V		3.5	6	mA
I_{SD}	Shutdown Current	$V_{PIN4} \leq 0.3\text{V}$		0.7		μA
V_{OS}	Output Offset Voltage	$V_{IN} = 0\text{V}$		5	50	mV
P_O	Output Power	THD = 1% (max), HP Sense < 0.8V, $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 8\Omega$	500	750		mW
		THD = 10% (max), HP Sense < 0.8V, $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 8\Omega$		1.0		W
		THD + N = 1%, HP Sense > 4V, $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 32\Omega$		80		mW
		THD = 10%, HP Sense > 4V, $f = 1\text{kHz}$, $R_L = 32\Omega$		110		mW
THD+N	Total Harmonic Distortion + Noise	$P_O = 300\text{mWrms}$, $f = 20\text{Hz} - 20\text{kHz}$, $R_L = 8\Omega$		0.6		%
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_{RIPPLE} = 200\text{mVrms}$, $R_L = 8\Omega$, $C_B = 1.0\mu\text{F}$, $f = 1\text{kHz}$		50		dB
Gain _{RANGE}	Single-Ended Gain Range	Gain with $V_{PIN4} \geq 4.0\text{V}$, (80% of V_{DD})	18.8	20		dB
		Gain with $V_{PIN4} \leq 0.9\text{V}$, (18% of V_{DD})	-70	-72		dB
V_{IH}	HP Sense High Input Voltage		4			V
V_{IL}	HP Sense Low Input Voltage				0.8	V

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. "Operating Ratings" indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. "Electrical Characteristics" state DC and AC electrical specifications under particular test conditions that guarantee specific performance limits. This assumes that the device operates within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given. The typical value, however, is a good indication of device performance.

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature T_A . The maximum allowable power dissipation is $P_{DMAX} = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For the LM4865M, $T_{JMAX} = 150^\circ\text{C}$.

Note 4: Human body model, 100pF discharged through a 1.5k Ω resistor.

Note 5: Machine Model, 220pF–240pF discharged through all pins.

Note 6: Typicals are measured at 25°C and represent the parametric norm.

Note 7: Limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

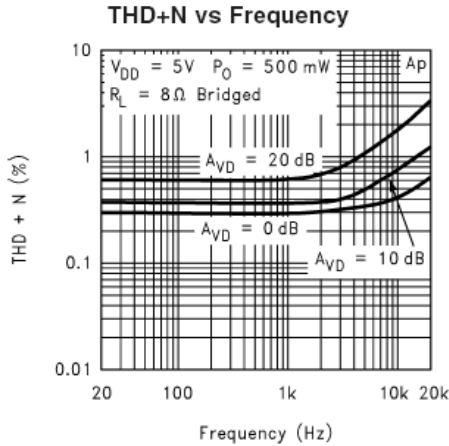
Note 8: The quiescent power supply current depends on the offset voltage when a practical load is connected to the amplifier.

External Components Description

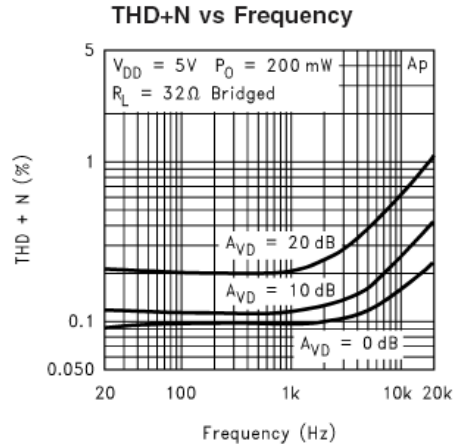
(Figure 1)

Components	Functional Description
1. C_i	Input coupling capacitor which blocks the DC voltage at the amplifier's input terminals. It also creates a highpass filter with the internal R_i . The designer should note that $10k\Omega < (R_i) < 110k\Omega$. Therefore $f_c = 1/(2\pi R_i C_i)$. Refer to the section, Proper Selection of External Components , for an explanation of how to determine the value of C_i .
2. C_S	Supply bypass capacitor which provides power supply filtering. Refer to the Power Supply Bypassing section for information concerning proper placement and selection of the supply bypass capacitor.
3. C_B	Bypass pin capacitor which provides half-supply filtering. Refer to the section, Proper Selection of External Components , for information concerning proper placement and selection of C_B .

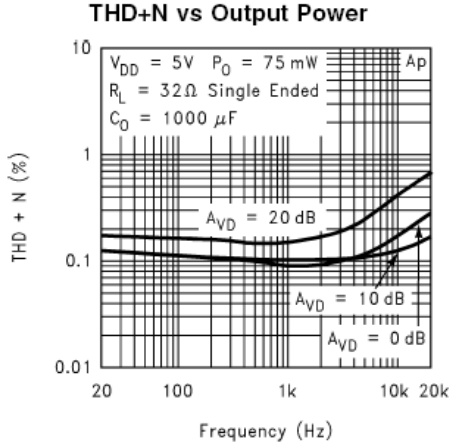
Typical Performance Characteristics



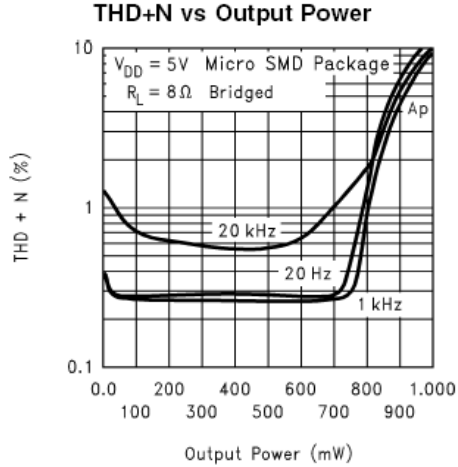
10102505



10102506

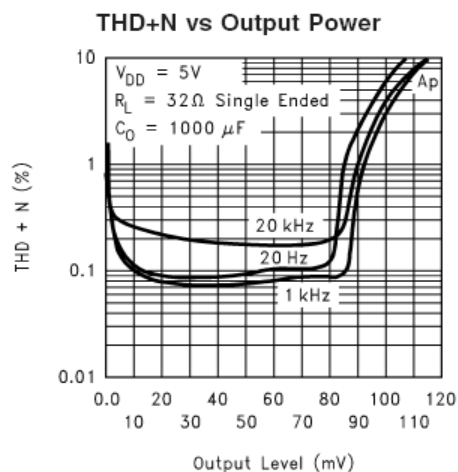
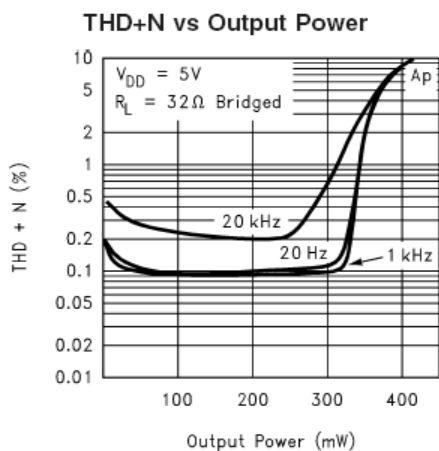


10102507

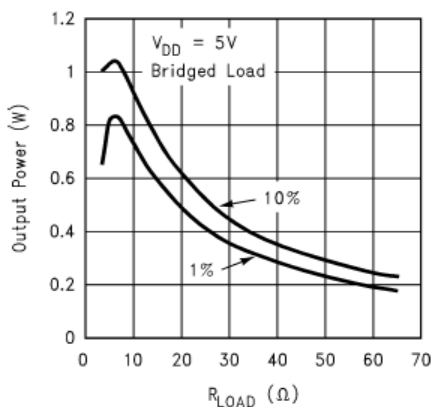


10102508

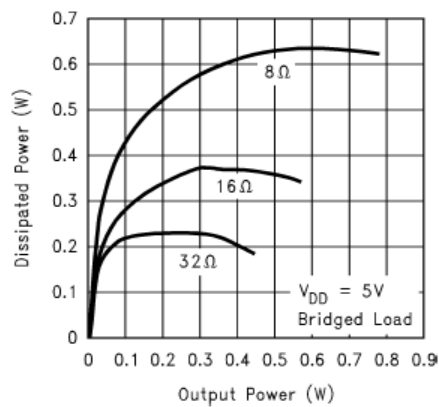
Typical Performance Characteristics (Continued)



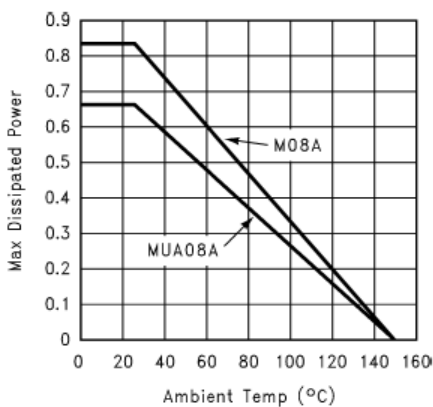
Power Dissipation vs Load Resistance



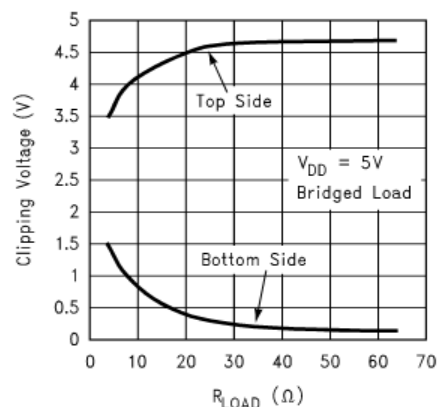
Power Dissipation vs Output Power



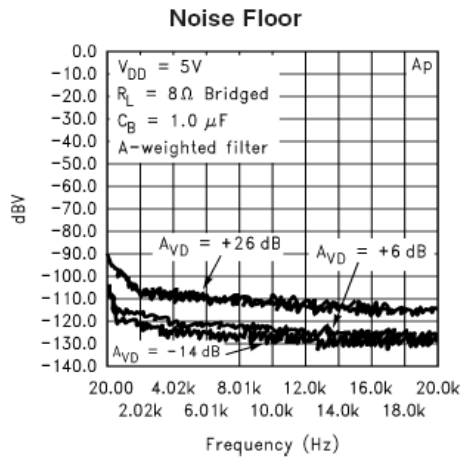
Power Derating Curve



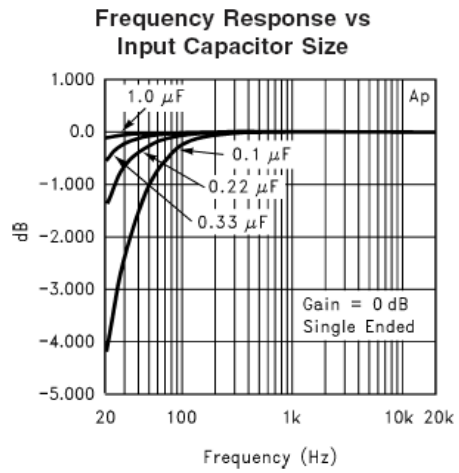
Clipping Voltage vs RL



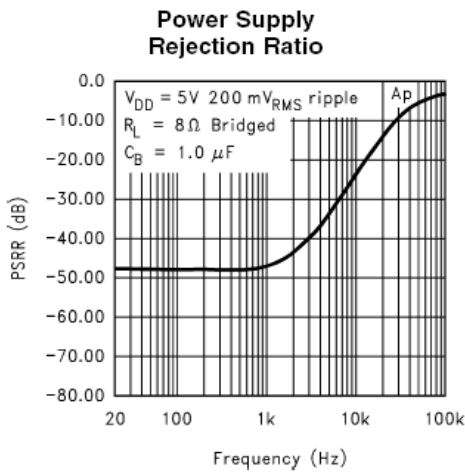
Typical Performance Characteristics (Continued)



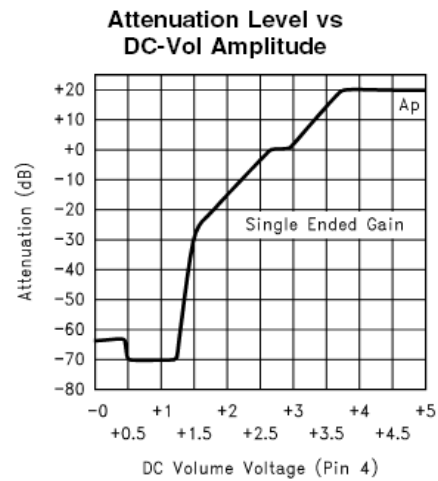
10102516



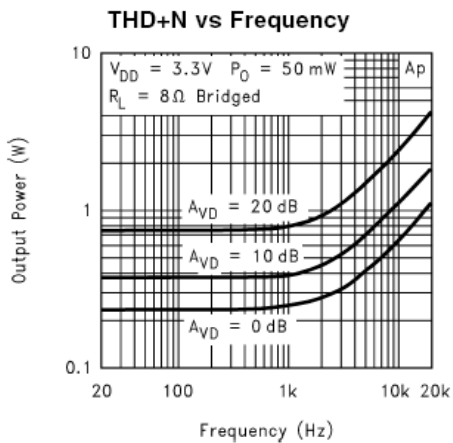
10102517



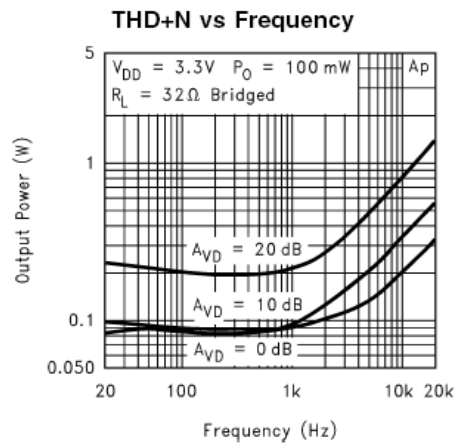
10102518



10102519

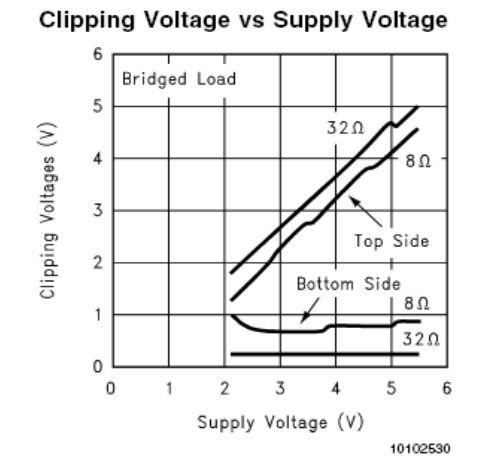
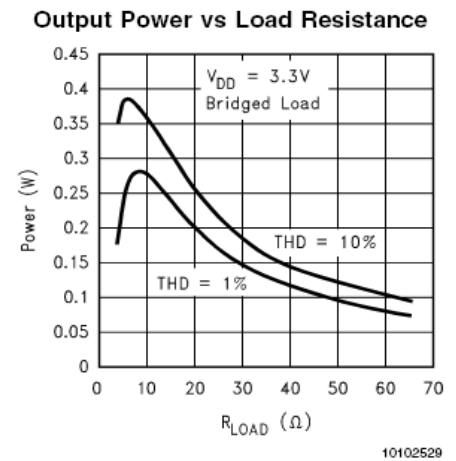
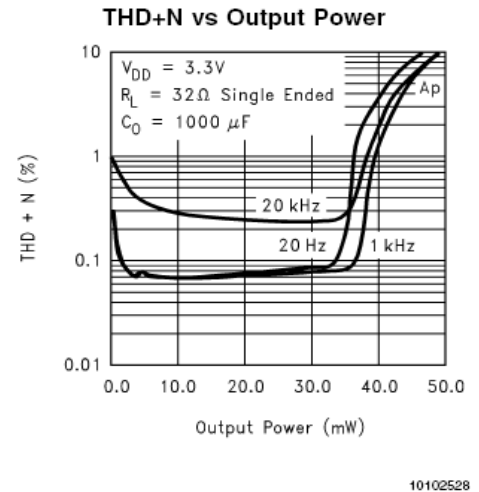
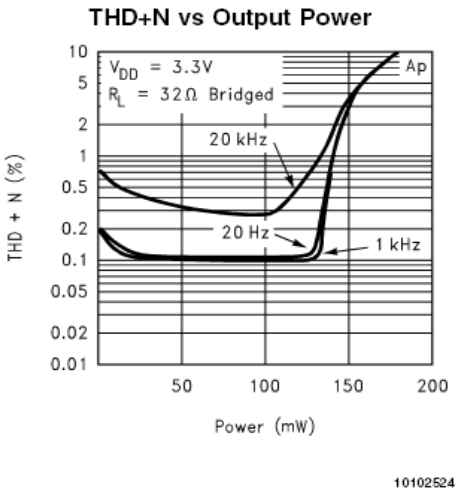
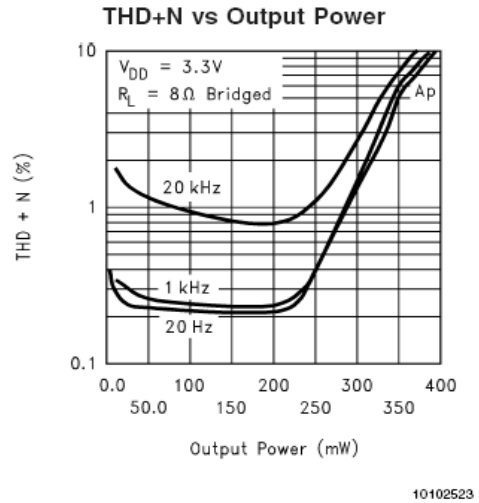
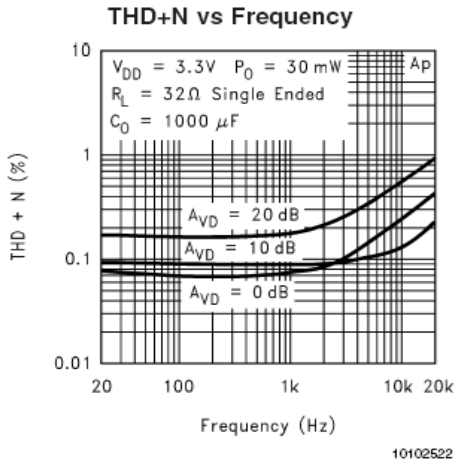


10102520



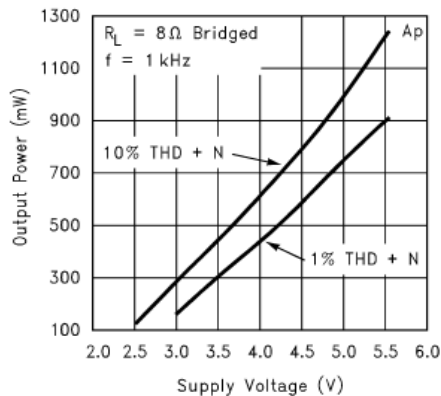
10102521

Typical Performance Characteristics (Continued)



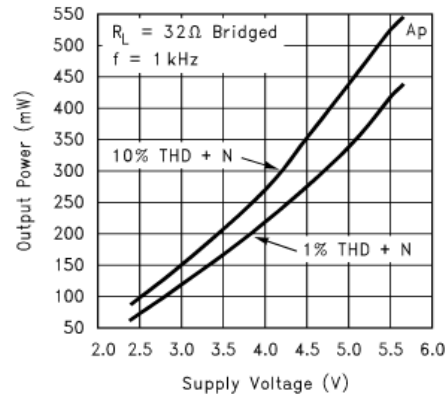
Typical Performance Characteristics (Continued)

Output Power vs Supply Voltage



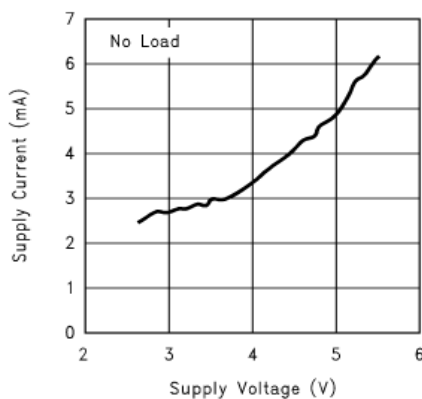
10102531

Output Power vs Supply Voltage



10102532

Supply Current vs Supply Voltage



10102533

Application Information

BRIDGE CONFIGURATION EXPLANATION

As shown in *Figure 1*, the LM4865 consists of two operational amplifiers internally. An external DC voltage sets the closed-loop gain of the first amplifier, whereas two internal $20\text{k}\Omega$ resistors set the second amplifier's gain at -1 . The LM4865 can be used to drive a speaker connected between the two amplifier outputs or a monaural headphone connected between V_{O1} and GND.

Figure 1 shows that the output of Amp1 serves as the input to Amp2. This results in both amplifiers producing signals that are identical in magnitude, but 180° out of phase.

Taking advantage of this phase difference, a load placed between V_{O1} and V_{O2} is driven differentially (commonly referred to as "bridge mode"). This mode is different from single-ended driven loads that are connected between a single amplifier's output and ground.

Bridge mode has a distinct advantage over the single-ended configuration: its differential drive to the load doubles the output swing for a specified supply voltage. This results in four times the output power when compared to a single-ended amplifier under the same conditions. This increase in attainable output assumes that the amplifier is not current limited or the output signal is not clipped. To ensure

minimum output signal clipping when choosing an amplifier's closed-loop gain, refer to the **Audio Power Amplifier Design** section.

Another advantage of the differential bridge output is no net DC voltage across load. This results from biasing V_{O1} and V_{O2} at half-supply. This eliminates the coupling capacitor that single supply, single-ended amplifiers require. Eliminating an output coupling capacitor in a single-ended configuration forces a single supply amplifier's half-supply bias voltage across the load. The current flow created by the half-supply bias voltage increases internal IC power dissipation and may permanently damage loads such as speakers.

POWER DISSIPATION

Power dissipation is a major concern when designing a successful bridged or single-ended amplifier. Equation (1) states the maximum power dissipation point for a single-ended amplifier operating at a given supply voltage and driving a specified output load.

$$P_{\text{DMAX}} = (V_{\text{DD}})^2 / (2\pi^2 R_L) \quad \text{Single-Ended} \quad (1)$$

However, a direct consequence of the increased power delivered to the load by a bridge amplifier is an increase in internal power dissipation point for a bridge amplifier operating at the same given conditions.

$$P_{\text{DMAX}} = 4 * (V_{\text{DD}})^2 / (2\pi^2 R_L) \quad \text{Bridge Mode} \quad (2)$$

The LM4865 has two operational amplifiers in one package and the maximum internal power dissipation is 4 times that

Application Information (Continued)

of a single-ended amplifier. However, even with this substantial increase in power dissipation, the LM4865 does not require heatsinking. From Equation (2), assuming a 5V power supply and an 8Ω load, the maximum power dissipation point is 633 mW. The maximum power dissipation point obtained from Equation (2) must not be greater than the power dissipation that results from Equation (3):

$$P_{\text{DMAX}} = (T_{\text{JMAX}} - T_{\text{A}}) / \theta_{\text{JA}} \quad (3)$$

For the micro SMD and SO packages, $\theta_{\text{JA}} = 150^{\circ}\text{C/W}$. The MSO package has a 190°C/W θ_{JA} . $T_{\text{JMAX}} = 150^{\circ}\text{C}$ for the LM4865. For a given ambient temperature T_{A} , Equation (3) can be used to find the maximum internal power dissipation supported by the IC packaging. If the result of Equation (2) is greater than that of Equation (3), then either decrease the supply voltage, increase the load impedance, or reduce the ambient temperature. For a typical application using the micro SMD or SO packaged LM4865, a 5V power supply, and an 8Ω load, the maximum ambient temperature that does not violate the maximum junction temperature is approximately 55°C . The maximum ambient temperature for the MSO package with the same conditions is approximately 30°C . These results further assume that a device is a surface mount part operating around the maximum power dissipation point. Since internal power dissipation is a function of output power, higher ambient temperatures are allowed as output power decreases. Refer to the **Typical Performance Characteristics** curves for power dissipation information at lower output power levels.

POWER SUPPLY BYPASSING

As with any power amplifier, proper supply bypassing is critical for low noise performance and high power supply rejection. The capacitors connected to the bypass and power supply pins should be placed as close to the LM4865 as possible. The capacitor connected between the bypass pin and ground improves the internal bias voltage's stability, producing improved PSRR. The improvements to PSRR increase as the bypass pin capacitor value increases. Typical applications employ a 5V regulator with 10μF and a 0.1μF filter capacitors that aid in supply stability. Their presence, however does not eliminate the need for bypassing the supply nodes of the LM4865. The selection of bypass capacitor values, especially C_{B} , depends on desired PSRR requirements, click and pop performance (as explained in the section, **Proper Selection of External Components**), system cost, and size constraints.

DC VOLTAGE VOLUME CONTROL

The LM4865 has internal volume control that is controlled by the DC voltage applied its DC Vol/SD pin (pin 5 on the micro SMD and pin 4 on the MSOP and SOP packages). The volume control's input range is from GND to V_{DD} . A graph showing a typical volume response versus input control voltage is shown in the **Typical Performance Characteristics** section. The DC Vol/SD pin also functions as the control pin for the LM4865's micropower shutdown feature. See the **Shutdown Function** section for more information.

Like all volume controls, the LM4865's internal volume control is set while listening to an amplified signal that is applied to an external speaker. The actual voltage applied to the DC Vol/SD pin is a result of the volume a listener desires. As such, the volume control is designed for use in a feedback system that includes human ears and preferences. This feedback system operates quite well without the need for

accurate gain. The user simply sets the volume to the desired level as determined by their ear, without regard to the actual DC voltage that produces the volume. Therefore, the accuracy of the volume control is not critical, as long as volume changes monotonically and step size is small enough to reach a desired volume that is not too loud or too soft. Since gain accuracy is not critical, there will be volume variation from part-to-part even with the same applied DC control voltage. The gain of a given LM4865 can be set with a fixed external voltage, but another LM4865 may require a different control voltage to achieve the same gain. *Figure 2* is a curve showing the volume variation of twenty typical LM4865s as the voltage applied to the DC Vol/SD pin is varied. For gains greater than unity, the typical part-to-part variation can be as large as 8dB for the same control voltage.

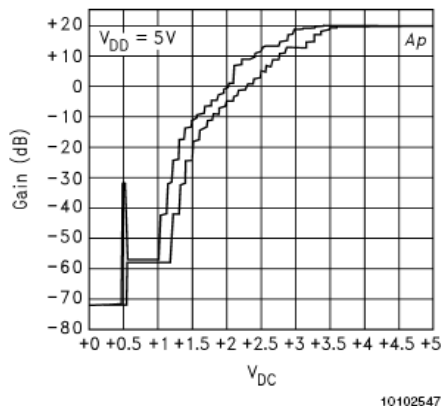


FIGURE 2. Typical part-to-part gain variation as a function of DC-Vol control voltage

MUTE AND SHUTDOWN FUNCTION

The LM4865's mute and shutdown functions are controlled through the DC Vol/SD pin. Mute is activated by applying a voltage in the range of 500mV to 1V. A typical attenuation of 75dB is achieved while mute is active. The LM4865's micropower shutdown mode turns off the amplifier's bias circuitry. The micropower shutdown mode is activated by applying less than 300mV_{DC} to the DC Vol/SD pin. When shutdown is active, the supply current is reduced to 0.7μA (typ). A degree of uncertainty exists when the voltage applied to the DC Vol/SD pin is in the range of 300mV to 500mV. The LM4865 can be in mute, still fully powered, or in micropower shutdown and fully muted. In mute mode, the LM4865 draws the typical quiescent supply current. The DC Vol/SD pin should be tied to GND for best shutdown mode performance. As the DC Vol/SD is increased above 0.5V the amplifier will follow the attenuation curve in **Typical Performance Characteristics**.

HP-Sense FUNCTION

Applying a voltage between 4V and V_{CC} to the LM4865's HP-Sense headphone control pin turns off Amp2 and mutes a bridged-connected load. Quiescent current consumption is reduced when the IC is in this single-ended mode.

Figure 3 shows the implementation of the LM4865's headphone control function. With no headphones connected to the headphone jack, the R1-R2 voltage divider sets the

Application Information (Continued)

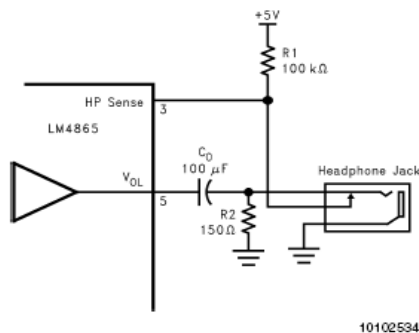
voltage applied to the HP-Sense pin (pin 3) at approximately 50mV. This 50mV enables the LM4865 and places it in bridged mode operation.

While the LM4865 operates in bridged mode, the DC potential across the load is essentially 0V. Since the HP-Sense threshold is set at 4V, even in an ideal situation, the output swing cannot cause a false single-ended trigger. Connecting headphones to the headphone jack disconnects the headphone jack contact pin from V_{O1} and allows R1 to pull the HP Sense pin up to V_{CC} . This enables the headphone function, turns off Amp2, and mutes the bridged speaker. The amplifier then drives the headphones, whose impedance is in parallel with resistor R2. Resistor R2 has negligible effect on output drive capability since the typical impedance of headphones is 32Ω . The output coupling capacitor blocks the amplifier's half supply DC voltage, protecting the headphones.

A microprocessor or a switch can replace the headphone jack contact pin. When a microprocessor or switch applies a voltage greater than 4V to the HP Sense pin, a bridge-connected speaker is muted and Amp1 drives the headphones.

PROPERLY SELECTING EXTERNAL COMPONENTS

Optimizing the LM4865's performance requires properly selecting external components. Though the LM4865 operates well when using external components having wide tolerances, the best performance is achieved by optimizing component values.



10102534

FIGURE 3. Headphone Circuit

Input Capacitor Value Selection

Amplification of the lowest audio frequencies requires high value input coupling capacitors. These high value capacitors can be expensive and may compromise space efficiency in portable designs. In many cases, however, the speakers used in portable systems, whether internal or external, have little ability to reproduce signals below 150Hz. In application 5 using speakers with this limited frequency response, a large input capacitor will offer little improvement in system performance.

Figure 1 shows that the nominal input impedance (R_{IN}) is $10k\Omega$ at maximum volume and $110k\Omega$ at minimum volume. Together, the input capacitor, C_i , and R_{IN} , produce a -3dB high pass filter cutoff frequency that is found using Equation (4).

$$f_{-3\text{dB}} = \frac{1}{2\pi R_{IN} C_i} \quad (4)$$

As the volume changes from minimum to maximum, R_{IN} decrease from $110k\Omega$ to $10k\Omega$. Equation (4) reveals that the -3dB frequency will increase as the volume increases. The nominal value of C_i for lowest desired frequency response should be calculated with $R_{IN} = 10k\Omega$. As an example when using a speaker with a low frequency limit of 150Hz, C_i , using Equation (4) is $0.1\mu\text{F}$. The $0.22\mu\text{F}$ C_i shown in Figure 1 is optimized for a speaker whose response extends down to 75Hz.

Bypass Capacitor Value Selection

Besides minimizing the input capacitor size, careful consideration should be paid to value of the bypass capacitor C_B . Since C_B determines how fast the LM4865 turns on, its value is the most critical when minimizing turn-on pops. The slower the LM4865's outputs ramp to their quiescent DC voltage (nominally $V_{DD}/2$), the smaller the turn-on pop. Choosing C_B equal to $1.0\mu\text{F}$, along with a small value of C_i (in the range of $0.1\mu\text{F}$ to $0.39\mu\text{F}$), produces a clickless and popless shutdown function. Choosing C_i as small as possible helps minimize clicks and pops.

CLICK AND POP CIRCUITRY

The LM4865 contains circuitry that minimizes turn-on and shutdown transients or 'clicks and pops'. For this discussion, turn-on refers to either applying the power supply voltage or when the shutdown mode is deactivated. While the power supply is ramping to its final value, the LM4865's internal amplifiers are configured as unity gain buffers. An internal current source changes the voltage of the bypass pin in a controlled, linear manner. Ideally, the input and outputs track the voltage applied to the bypass pin. The gain of the internal amplifiers remains unity until the voltage on the bypass pin reaches $1/2 V_{DD}$. As soon as the voltage on the bypass pin is stable, the device becomes fully operational and the gain is set by the external voltage applied to the DC V_{OL}/\overline{SD} pin. Although the bypass pin current cannot be modified, changing the size of C_B alters the device's turn-on time and the magnitude of 'clicks and pops'. Increasing the value of C_B reduces the magnitude of turn-on pops. However, this presents a tradeoff: as the size of C_B increases, the turn-on time increases. There is a linear relationship between the size of C_B and the turn-on time. Shown below are some typical turn-on times for various values of C_B :

C_B	T_{ON}
$0.01\mu\text{F}$	20ms
$0.1\mu\text{F}$	200ms
$0.22\mu\text{F}$	420ms
$0.47\mu\text{F}$	840ms
$1.0\mu\text{F}$	2sec

In order eliminate 'clicks and pops', all capacitors must be discharged before turn-on. Rapidly switching V_{DD} may not allow the capacitors to fully discharge, which may cause 'clicks and pops'. In a single-ended configuration, the output coupling capacitor, C_{OUT} , is of particular concern. This capacitor discharges through an internal $20k\Omega$ resistor. Depending on the size of C_{OUT} , the time constant can be relatively large. To reduce transients in single-ended mode,

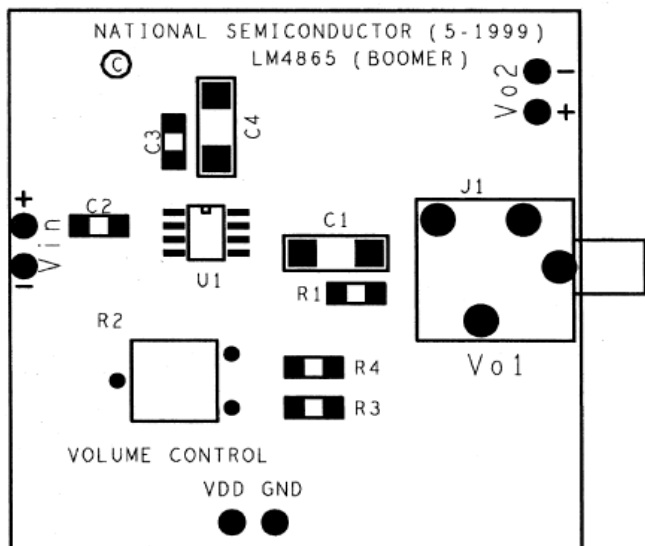
Application Information (Continued)

an external $1\text{k}\Omega$ - $5\text{k}\Omega$ resistor can be placed in parallel with the internal $20\text{k}\Omega$ resistor. The tradeoff for using this resistor is increased quiescent current.

RECOMMENDED PRINTED CIRCUIT BOARD LAYOUT

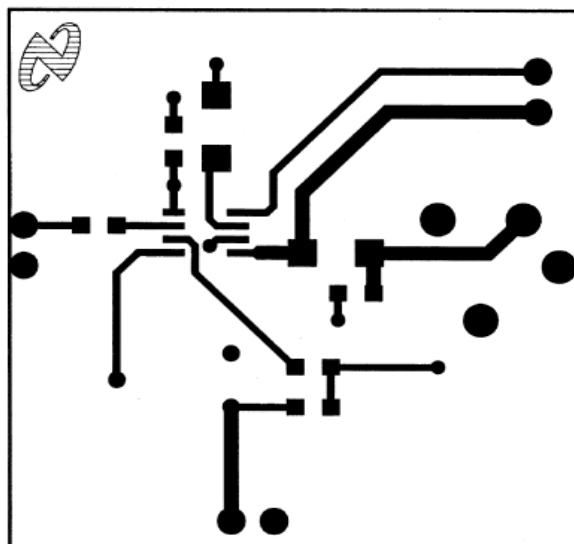
Figure 4 through Figure 6 show the recommended two-layer PC board layout that is optimized for the SO-8 packaged LM4865 and associated external components. Figure 7 through Figure 11 show the recommended four-layer PC board layout for the micro SMD packaged LM4865. A four-layer board is recommended when using the micro SMD packaged LM4865: the two inner layers, one connected to the GND pin, the other to the V_{DD} pin, provide heatsinking. Both layouts are designed for use with an external 5V supply, 8Ω speakers, and 32Ω headphones. The schematic for both recommended PC board layouts is Figure 1.

Both circuit boards are easy to use. Apply a 5V supply voltage and ground to the board's V_{DD} and GND pads, respectively. Connect a speaker with an 8Ω minimum impedance between the board's -OUT and +OUT pads. For headphone use, the layout has provisions for a headphone jack, J1. When a jack is connected as shown, inserting a headphone plug automatically switches off the external speaker.



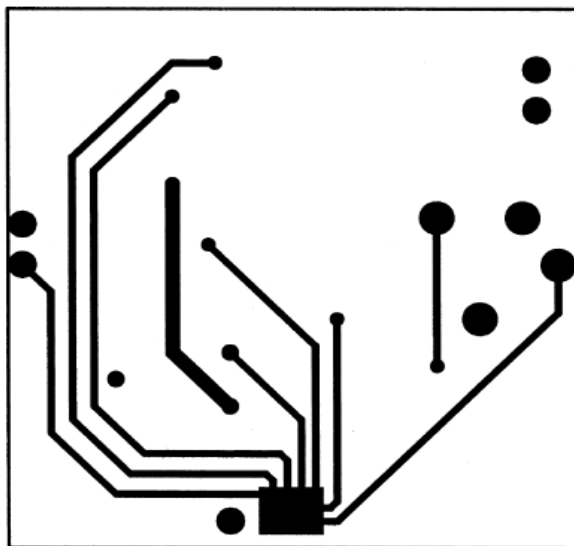
10102538

FIGURE 4. Recommended SO PC board layout:
component side silkscreen



10102539

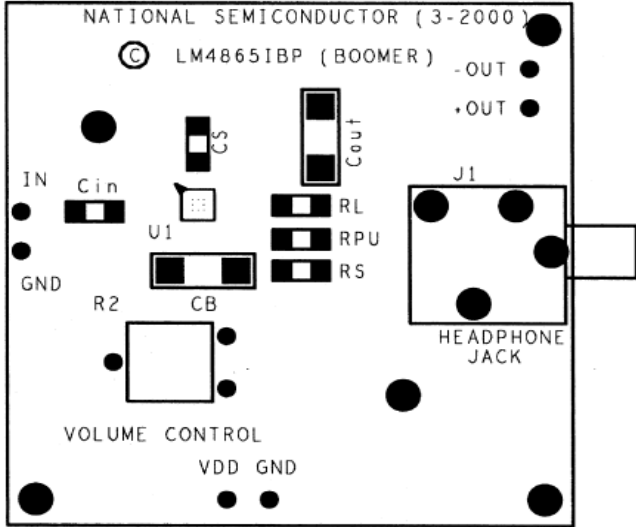
FIGURE 5. Recommended SO PC board layout:
component side layout



10102540

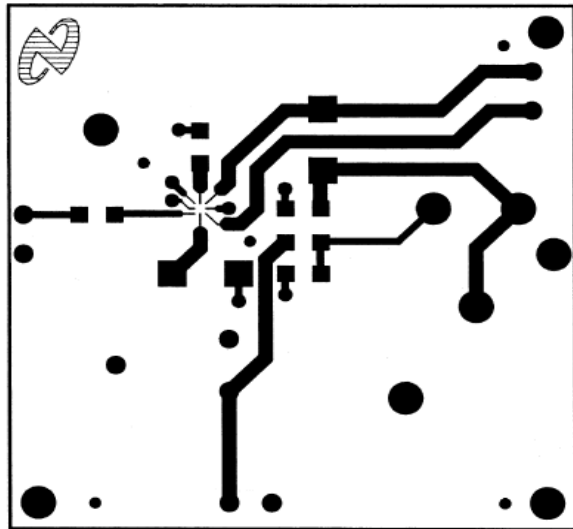
FIGURE 6. Recommended SO PC board layout:
bottom side layout

Application Information (Continued)



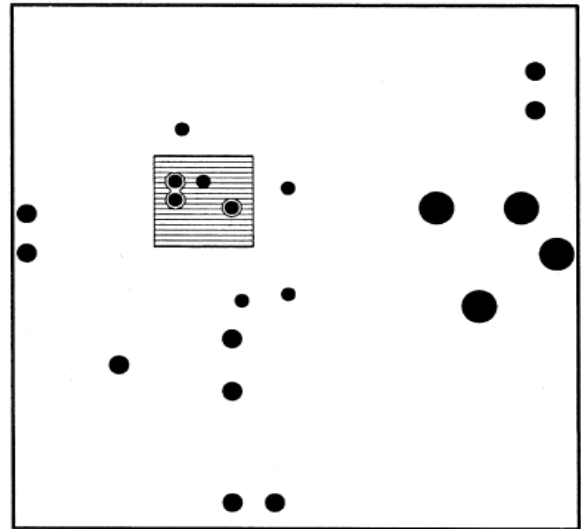
10102541

FIGURE 7. Recommended micro SMD PC board layout: component side silkscreen



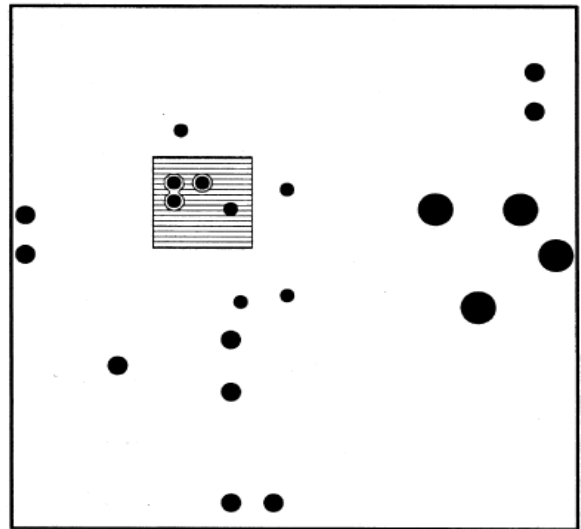
10102542

FIGURE 8. Recommended micro SMD PC board layout: component side layout



10102543

FIGURE 9. Recommended micro SMD PC board layout: Inner layer V_{CC} layout



10102544

FIGURE 10. Recommended micro SMD PC board layout: Inner layer ground layout

Application Information (Continued)

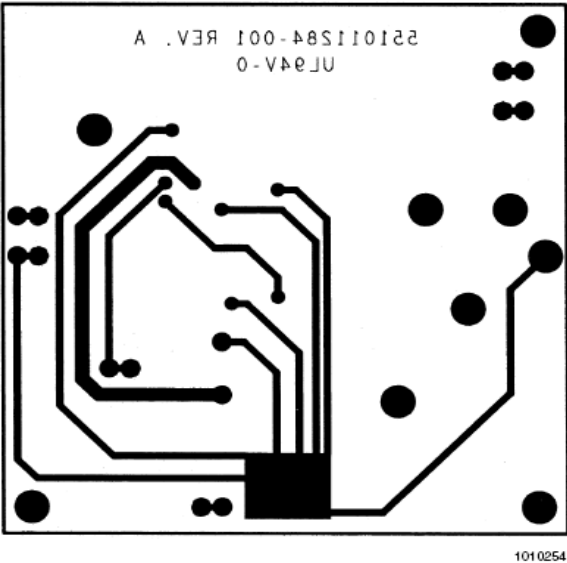
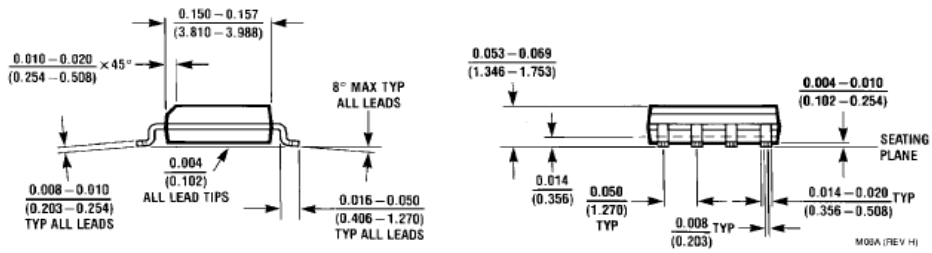
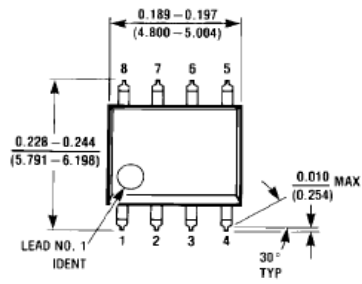


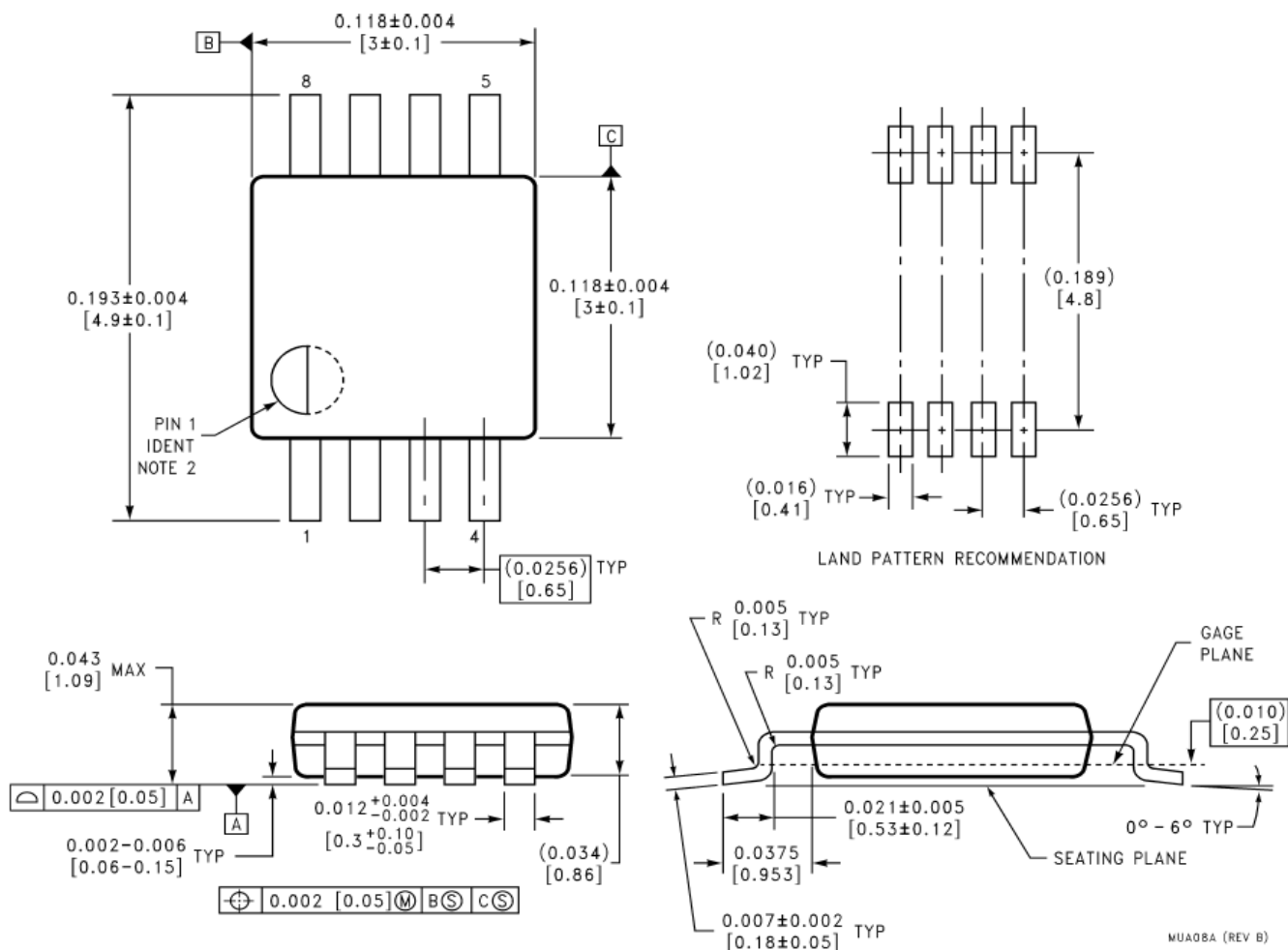
FIGURE 11. Recommended micro SMD PC board layout:
bottom side layout

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



Order Number LM4865M
NS Package Number M08A

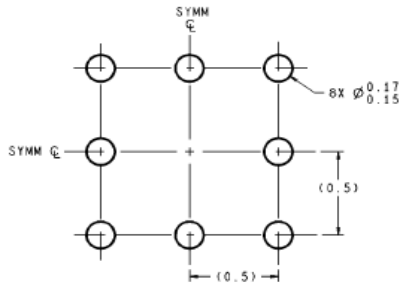
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



8-Lead (0.118' Wide) Molded Mini Small Outline Package
Order Number LM4865MM
NS Package Number MUA08A

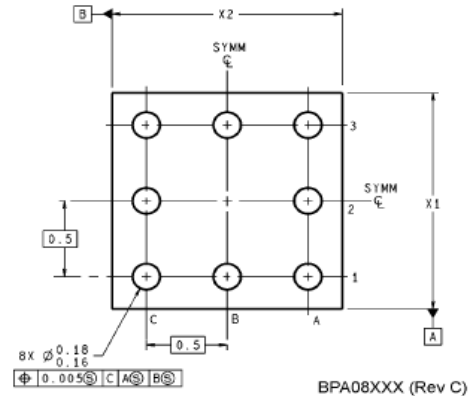
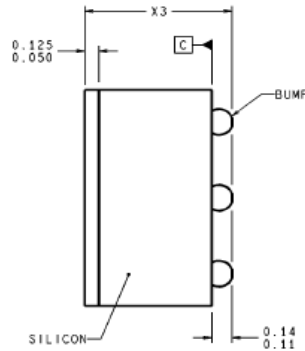
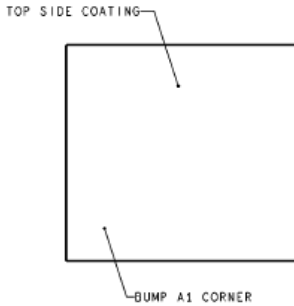
MUA08A (REV B)

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS

LAND PATTERN RECOMMENDATION



8-Bump micro SMD
Order Number LM4865IBP, LM4865IBPX
NS Package Number BPA08CFB
X1 = 1.336 ± 0.03 X2 = 1.412 ± 0.03 X3 = 0.850 ± 0.10

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor
Americas Customer Support Center
 Email: new.feedback@nsc.com
 Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer Support Center
 Fax: 65-6250 4466
 Email: ap.support@nsc.com
 Tel: 65-6254 4466

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
 Fax: 81-3-5639-7507
 Email: nsj.crc@jksmtp.nsc.com
 Tel: 81-3-5639-7560

www.national.com

ANEXO 6: Patente de antena usando cable de audifonos (Sony Corporation)

United States Patent [19]

Sawada

[11]

4,369,521

[45]

Jan. 18, 1983

[54] **RADIO RECEIVING APPARATUS USING HEADPHONE CONNECTOR CABLE AS AN ANTENNA**

[75] Inventor: **Takeshi Sawada**, Tokyo, Japan

[73] Assignee: **Sony Corporation**, Tokyo, Japan

[21] Appl. No.: **273,963**

[22] Filed: **Jun. 15, 1981**

[30] **Foreign Application Priority Data**

Jun. 26, 1980 [JP] Japan 55-89932[U]

[51] Int. Cl.³ **H04B 1/06; H04H 5/00**

[52] U.S. Cl. **455/270; 455/351;**

343/702; 179/1 GC

[58] **Field of Search** **455/269, 270, 351;**

343/702; 179/1 GD, 156 R, 1 G, 1 GC

[56] **References Cited**

U.S. PATENT DOCUMENTS

2,535,063 12/1950 Halstead 455/270

2,573,438 10/1951 Hathaway et al. 455/270

2,899,549 8/1959 Potter 455/269

Primary Examiner—Jin F. Ng

Attorney, Agent, or Firm—Lewis H. Eslinger, Alvin Sinderbrand

[57] **ABSTRACT**

Radio receiving apparatus having a receiving unit including an RF stage and a signal processing stage, the

latter producing an audio frequency signal in response to the RF signal supplied to the RF stage. The receiving unit also includes a jack having at least first and second contacts, the first contact being supplied with the audio frequency signal and the second contact being coupled to a reference potential by impedance means which presents a relatively high impedance to a RF signal. Headphones are connectable to the receiving unit by conducting leads which terminate in a plug that is insertable into the jack. The plug has at least two conductive portions which, when the plug is inserted into the jack, connect to the first and second jack contacts, respectively. The conducting leads which connect the headphones to the plug include at least one signal carrying lead which is connected to the conductive portion of the plug which is connected to the first jack contact and which receives the audio signal. The conducting leads further include at least one shield lead disposed in shielding relationship with respect to the signal carrying lead, the shield lead being connected to the other conductive portion of the plug and being adapted to pick up radio signals and supply same to the second jack contact. A coupling element, such as a capacitor, couples the second jack contact to the RF stage of the receiving unit, thereby coupling the picked up radio signals thereto.

16 Claims, 3 Drawing Figures

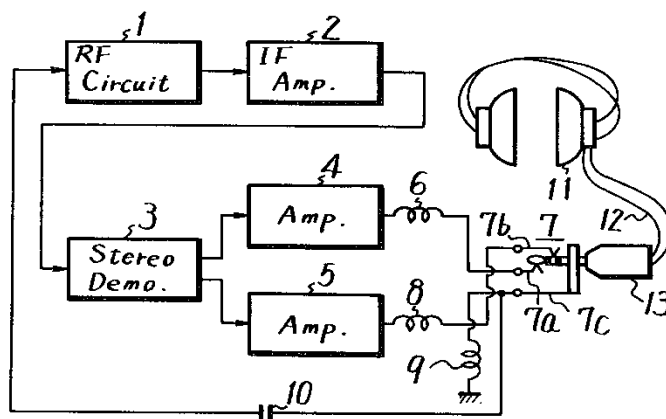


FIG. 1

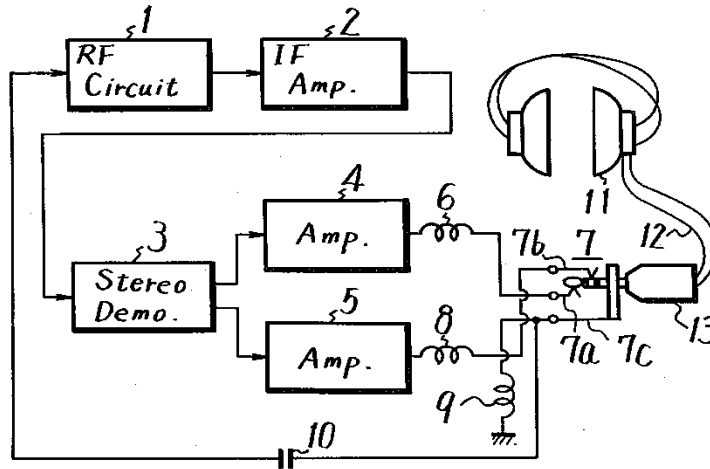
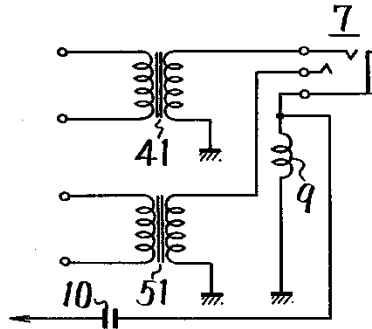


FIG. 2



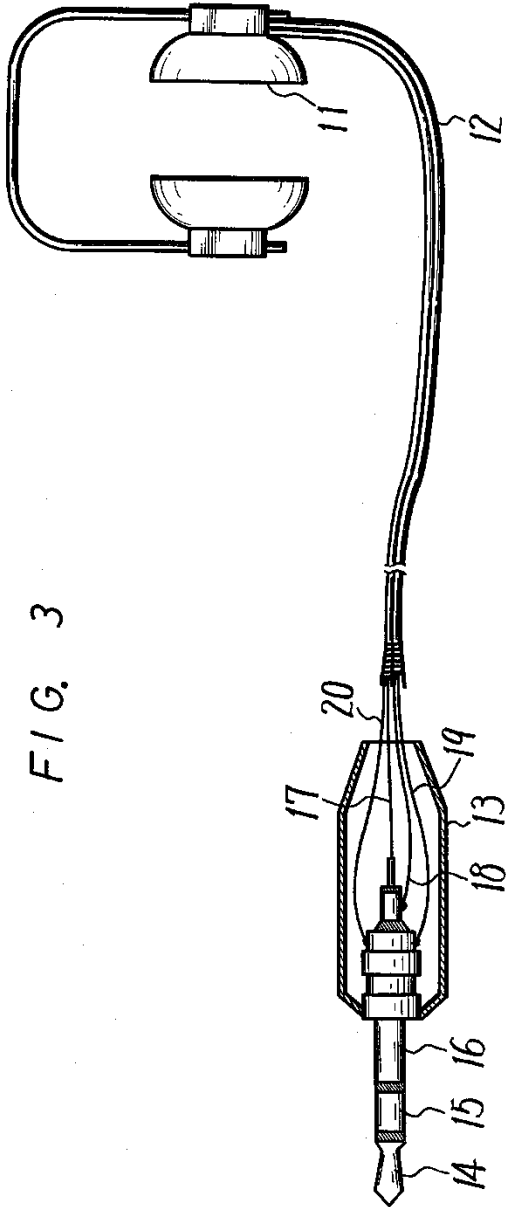


FIG. 3

RADIO RECEIVING APPARATUS USING HEADPHONE CONNECTOR CABLE AS AN ANTENNA

BACKGROUND OF THE INVENTION

This invention relates to improved radio receiving apparatus and, more particularly, to such apparatus which includes headphones coupled by a cable to a receiving unit, wherein the cable functions to supply audio signals from the receiving unit to the headphones and also as an antenna to pick up and couple radio signals to the receiving unit.

For proper operation of radio receiving apparatus, and particularly stereophonic radio receivers, it is conventional to connect a radio antenna to the receiving apparatus, at least to the high frequency "front end" section therein. Typically, such as in the environment of a home entertainment system, a relatively large outdoor antenna is coupled by suitable leads, such as coaxial cable, twin line transmission leads, or the like, to the usual radio frequency (RF) stage of the receiving apparatus. Such large antennae are substantially immobile; and the radio receiving apparatus with which they are used are of the so-called stationary type.

Portable radio receivers likewise are provided with antennae. When such receivers are adapted to receive FM broadcast transmissions, and particularly FM stereophonic signals, the antenna that is used therewith typically may be the so-called "rod-antenna". The rod-antenna generally is constructed as a telescoping rod that is pivotally connected to the receiving apparatus and, thus, may be extended and positioned in different directions so as to optimize signal reception. However, the need to adjust the directivity of the rod-antenna in order to improve sensitivity, depending upon different positions and locations of the receiver apparatus, may be troublesome to the operator. Also, when in its extended position, the rod-antenna may interfere with other individuals, may present an obstacle to other property, and may become a relatively dangerous or hazardous instrumentality. Moreover, the rod-antenna may be easily damaged or even destroyed.

In relatively compact radio receiving apparatus, the receiving unit may omit the usual loudspeakers; and audio signals may be reproduced for the user by means of headphones, such as stereo headphones. Of course, the headphones are coupled to the receiving unit by a cable such that the audio frequency signals which are produced by the receiving unit in response to incoming radio signals may be coupled to and transduced by the headphones. Typically, a jack/plug connection is provided between the headphone cable and the receiving unit. If a rod-antenna also is provided in the receiving unit, significant interference may occur between that antenna and the headphone cable.

OBJECTS OF THE INVENTION

Therefore, it is an object of the present invention to provide improved radio receiving apparatus which overcomes the aforementioned disadvantages attending antennae used therewith.

Another object of this invention is to provide radio receiving apparatus which is usable with headphones, and wherein the cable by which the headphones are connected to the receiving apparatus also functions as an antenna.

A further object of this invention is to provide portable radio receiving apparatus having a receiving unit coupled by a cable to headphones, the cable being coupled to the receiving unit by a jack/plug arrangement, wherein the cable functions as an antenna to pick up radio signals, and wherein such picked up radio signals are coupled from the plug to the receiving unit.

An additional object of this invention is to provide simple, portable stereophonic radio receiving apparatus which is used with headphones, wherein the cable that is used to connect the headphones to the portable unit also serves as an antenna for that unit.

Various other objects, advantages and features of the present invention will become readily apparent from the ensuing detailed description, and the novel features will be particularly pointed out in the appended claims.

SUMMARY OF THE INVENTION

In accordance with this invention, radio receiving apparatus, such as stereophonic signal receiving apparatus is provided, having a receiving unit coupled by conducting leads to headphones. The receiving unit includes a radio frequency (RF) stage that is supplied with a radio signal, and a signal processing stage, including demodulating circuitry which responds to the supplied RF signal to produce an audio frequency signal. A jack is provided in the receiving unit, having at least a first contact that is supplied with the audio frequency and a second contact that is coupled to a reference potential, such as ground, by an impedance means which presents a relatively high impedance to a radio signal. The conducting leads which are coupled to the headphones are connectable to the jack by a plug which includes at least one conductive portion that connects to the first jack contact so as to receive the audio frequency signals therefrom, and a second conductive portion that is connected to the other jack contact. The headphone conducting leads are comprised of at least one signal carrying lead connected to the first-mentioned conductive portion of the plug so as to couple audio frequency signals to the headphones, and at least one shield lead disposed in shielding relationship with respect to the signal carrying lead and connected to the other conductive portion of the plug. The shield lead picks up radio signals, and these radio signals are coupled from the plug and jack connection to the RF stage of the receiving unit by, for example, a capacitor.

In a preferred embodiment, the demodulating circuitry demodulates stereo left and right channel audio signals from the received radio signal. The jack thus is provided with a pair of movable contacts supplied with the left and right channel audio signals, and a fixed contact connected to the impedance means. The plug preferably includes tip and ring portions which are connectable to the movable contacts of the jack, and a sleeve portion which is connectable to the fixed contact of the jack.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The following detailed description, given by way of example, will best be understood in conjunction with the accompanying drawings in which:

FIG. 1 is a partial block, partial schematic diagram of one embodiment of the present invention;

FIG. 2 is a schematic diagram of an alternative embodiment of a portion of the apparatus shown in FIG. 1; and

FIG. 3 is a partial cross-sectional view of the plug which is used with the present invention to connect headphones to a receiving unit.

DETAILED DESCRIPTION OF CERTAIN PREFERRED EMBODIMENTS

Referring now to the drawings, and in particular to FIG. 1, there is illustrated one embodiment of the present invention which, for the present discussion, will be assumed to be capable of receiving, demodulating and reproducing stereophonic left and right channel audio signals. The apparatus is comprised of a radio receiving unit adapted to receive radio signals and demodulate same into audio frequency signals, such as stereo left and right channel audio signals. The illustrated apparatus further includes headphones which generate audio sounds in response to the audio frequency signals, these headphones being coupled to the radio receiving unit by a conducting cable. In particular, the radio receiving unit is comprised of a front end including a radio frequency (RF) stage 1, and a signal processing stage, including an intermediate frequency (IF) stage 2 and demodulating circuitry 3. In the preferred embodiment, the demodulating circuitry is comprised of a stereophonic demodulator adapted to produce left-channel and right-channel audio frequency signals in response to the RF signal that is received by RF stage 1 and processed by IF stage 2. Although not shown in FIG. 1, it may be appreciated that RF stage 1 also includes a local oscillator so as to be tunable to various broadcast frequencies, as desired.

The left-channel and right-channel audio signals which are demodulated by stereo demodulator 3 are coupled to audio frequency amplifiers 4 and 5, respectively. These audio frequency signals are coupled by a connection arrangement, to be described, to conducting leads 12 which, in turn, transmit the separate left-channel and right-channel audio signals to headphones 11. The headphones may be conventional and serve to produce separate left-channel and right-channel audio sounds that are perceived by a user of such headphones.

The connection arrangement between the radio receiving unit and headphone cable 12 is comprised of a jack 7 and a plug connector (hereinafter, merely plug) 13. Jack 7 includes a pair of movable contacts 7a and 7b and a fixed contact 7c. Plug 13, which is shown in greater detail in FIG. 3, comprises a typical phono-plug, such as a so-called mini-plug, which includes a shaft divided into separate conductive portions, the shaft being insertable into jack 7 so as to be brought into contact with movable contacts 7a and 7b in conventional manner. That is, separate conductive portions of the shaft of plug 13 are electrically connected to respective ones of movable contacts 7a and 7b. Yet another conductive portion of the shaft of plug 13 is brought into electrical connection with fixed contact 7c.

As shown in FIG. 1, inductive elements 6 and 8, such as inductances, couple audio amplifiers 4 and 5 to movable contacts 7a and 7b, respectively. Such inductances may be, for example, "micro-inductors", that is, inductors of very small physical size. Fixed contact 7c is coupled to a reference potential, such as ground, by an impedance 9. Preferably, impedance 9 also is an inductive element which presents a relatively high impedance to signals of radio frequency. Inductance 9 also may be a micro-inductor.

As will be explained below, radio signals, such as RF signals, are picked up by headphone cable 12, are cou-

pled to fixed contact 7c of jack 7 by plug 13, and these RF signals then are supplied to the input of RF stage 1. A capacitor 10 provides a high frequency connection for these RF signals to be supplied to the input of the RF stage. Thus, radio signals which are broadcast are picked up by cable 12, which functions as an antenna, and these picked up radio signals are supplied to the input of RF stage 1 such that the radio receiving unit may be tuned to an appropriate broadcast transmission frequency, whereby such RF signals then may be processed to produce the aforementioned left-channel and right-channel stereophonic audio signals. These audio signals are coupled from the radio receiving unit via jack 7 and plug 13 to headphone cable 12, and thence to headphones 11 whereat they are transduced to corresponding audio sounds.

Referring now to FIG. 3, there is illustrated a partial cross-sectional view of a preferred embodiment of plug 13. FIG. 3 also illustrates headphone cable 12 as being comprised of a pair of conducting leads, each conducting lead serving to supply a respective one of the left-channel or right-channel audio signals to one or the other of headphones 11. Each conducting lead is comprised of a signal-carrying lead 17, 18, and also a shield lead 20, 19, disposed in shielding relationship with respect to signal-carrying leads 17 and 18, respectively. For example, shield lead 20 may peripherally surround, and thus shield, signal-carrying lead 17. That is, signal-carrying lead 17 and shield lead 20 may be coaxial, with the signal-carrying lead being the inner lead. Likewise, shield lead 19 peripherally surrounds, and thus shields, signal-carrying lead 18. It is appreciated, therefore, that the surrounded signal-carrying leads 17 and 18 are shielded from interfering RF signals such that the audio frequency signals which are transmitted by these signal-carrying leads are not distorted.

Plug 13 is comprised of a tip 14, a ring 15 and a sleeve 16, each of which is conductive, and each is electrically isolated from the others. Tip 14 is electrically connected to signal-carrying lead 17, and ring 15 is electrically connected to signal-carrying lead 18. Finally, sleeve 16 is electrically connected to shield leads 19 and 20, both of which are connected to a common electrical connection, as illustrated.

It is appreciated that, when plug 13 is inserted into jack 7, tip 14 and ring 15 are brought into electrical connection with movable contacts 7a and 7b, respectively, and sleeve 16 is brought into electrical connection with fixed contact 7c, as illustrated in FIG. 1. Thus, the audio signal produced at the output of audio amplifier 4 is coupled by inductance 6, movable contact 7a and tip 14 to signal-carrying lead 17. Likewise, the audio signal produced at the output of amplifier 5 is coupled by inductance 8 to movable contact 7b and ring 15 to signal-carrying lead 18. Consequently, the audio signals which are derived from the RF signal supplied to RF stage 1 are coupled from the radio receiving unit to signal-carrying leads 17 and 18 which, in turn, transmit these audio signals to headphones 11.

Although not specifically shown in FIG. 3, signal-carrying leads 17 and 18 are covered by insulating material; and shield leads 20 and 19 then surround this insulating material so as to shield the signal-carrying leads from RF interference. Furthermore, this shielding prevents undesired cross-talk interference between the audio signals which are transmitted on signal-carrying leads 17 and 18.

5

In addition to shielding the signal-carrying leads, shield leads 19 and 20 operate to pick up broadcasted RF signals. These picked up signals are supplied by shield leads 19 and 20 to sleeve 16, from which they are coupled to fixed contact 7c of plug 7, and thence, coupled to RF stage 1 by capacitor 10. Inductance 9 presents a high impedance to these RF signals, thereby preventing such RF signals from flowing through the receiver ground. Because of the high impedance presented by inductance 9, it is appreciated that shield leads 19 and 20 are not connected to ground. Rather, these shield leads are electrically floating with respect to ground. Furthermore, even if there is some coupling of the RF signals from shield leads 19 and 20 to the signal-carrying leads due to stray capacitance therebetween, such stray-capacitance coupled RF signals are inhibited from flowing to the low impedance output of audio amplifiers 4 and 5 because of the presence of inductances 6 and 8, which inductances also present a relatively high impedance to these RF signals. Inductances 6 and 8 further serve to block any stray-capacitance-coupled RF signals from flowing in the radio receiver ground. Thus, headphone cable 12 is seen to be "electrically floating" from ground and, therefore, functions advantageously as an antenna to pick up RF signals and couple same to RF stage 1 of the radio receiving unit.

It is preferred to dispose shield leads 20 and 19 around signal-carrying leads 17 and 18, respectively, so as to reduce the radiation sensitivity of the signal-carrying leads. That is, it is preferred that the function of an antenna be performed by the shield leads and not by the signal-carrying leads. This permits the signal-carrying leads to transmit audio frequency signals with minimal cross-talk interference and RF interference, while enabling the shield leads to pick up and supply broadcasted RF signals to the radio receiving unit.

In one embodiment, the radio receiving unit is adapted to receive, process and demodulate FM signals. Hence, IF stage 2 produces an IF FM signal having the usual intermediate frequency of 10.7 MHz. It is this IF signal which is demodulated by stereo demodulator 3, the left and right channel audio outputs of which are amplified by audio amplifiers 4 and 5, and supplied to plug 13, as described above.

FIG. 2 illustrates an alternative embodiment by which amplifiers 4 and 5 are coupled to movable contacts 7a and 7b, respectively, of jack 7. In particular, inductances 6 and 8 are replaced by coupling transformers 41 and 51, respectively. The primary winding of each coupling transformer is connected to its respective audio amplifier, and the secondary winding thereof is coupled to a respective movable contact of jack 7. In the embodiment shown in FIG. 2, each secondary winding is coupled at one end thereof to ground, and is coupled at its other end to a respective contact of the jack.

In the embodiments shown in FIGS. 1 and 2, the radio receiver ground potential may be thought of as negative (-) ground. The present invention may be readily adapted for use with headphones 11 which are provided with, for example, positive (+) ground. With such positive ground, inductance 9 may be coupled between fixed contact 7c of jack 7 and the positive terminal of the usual power supply that may be used with the apparatus.

Thus, it is seen that, in accordance with the present invention, a relatively simple radio receiving apparatus is provided, wherein the cable that is used to connect

6

headphones to a receiving unit also functions as an antenna. This eliminates the need to provide additional antenna structures, such as the rod-antenna which heretofore had been employed. Rather, merely by inserting plug 13 into jack 7, the user of the illustrated apparatus connects a suitable antenna to the radio receiver. The problem of directivity, which is associated with typical rod-antennae, thus is avoided.

While the present invention has been particularly shown and described with reference to certain preferred embodiments, it will be readily appreciated by those of ordinary skill in the art that various changes and modifications in form and details may be made without departing from the spirit and scope of the invention. For example, the radio receiving apparatus need not necessarily be limited solely to stereophonic apparatus. Rather, monophonic signals may be picked up and processed, such monophonic signals being either FM or AM broadcasted transmissions. If monophonic signals are processed, it is appreciated that stereo demodulator 3 may be replaced by a conventional AM or FM demodulator, and that only a single audio amplifier need be used. Furthermore, since only a single audio channel is demodulated, plug 13 need be provided with only two conductive portions, one of which being connected to a signal-carrying lead and the other of which being connected to the shield lead. Of course, the conductive portion that is connected to the signal-carrying lead will, when plug 13 is inserted into jack 7, be coupled via a suitable jack contact to the output of the audio amplifier. Also, the shield lead will be coupled via the other conductive portion of plug 13 to that contact of the jack which, in turn, is connected to the high RF impedance presented by inductance 9.

It is, therefore, intended that the appended claims be interpreted as including the foregoing as well as other such changes and modifications.

What is claimed is:

1. Radio receiving apparatus comprising a radio frequency (RF) stage supplied with an RF signal; signal processing means coupled to said RF stage to produce an audio frequency signal in response to the RF signal supplied to said RF stage; a jack having at least first and second contacts; means for supplying said audio frequency signal produced by said signal processing means to said first contact of said jack; impedance means coupled between said second contact of said jack and a reference potential, said impedance means presenting a relatively high impedance to an RF signal; plug means insertable into said jack and having at least two conductive portions connected to said first and second contacts, respectively, of said jack; headphone means for reproducing audio sounds in response to said audio frequency signal; conducting leads for connecting said headphone means to said plug means and including at least one signal carrying lead connected to the conductive portion of said plug means that is, in turn, connected to said first contact of said jack and at least one shield lead disposed in shielding relationship with respect to said signal carrying lead and connected to the other conductive portion of said plug means; and means for coupling said second contact of said jack to said RF stage to supply to said RF stage RF signals picked up by said shield lead.

2. The apparatus of claim 1 wherein said impedance means comprises inductance means; and wherein said shield lead is electrically floating with respect to said reference potential.

7

8

3. The apparatus of claim 1 wherein said means for supplying said audio frequency signal to said first contact of said jack comprises inductance means.

4. The apparatus of claim 3 wherein said signal processing means includes an amplifier output stage, the output of said amplifier output stage being coupled to said first contact of said jack by said inductance means, whereby the RF signals picked up by said shield lead are inhibited from being coupled to said amplifier output stage.

5. The apparatus of claim 3 wherein said inductance means comprises a transformer having a primary winding coupled to said signal processing means and a secondary winding coupled to said first contact of said jack.

6. The apparatus of claim 1 wherein said at least two conductive portions of said plug means are electrically isolated from each other.

7. The apparatus of claim 1 wherein said signal processing means includes stereo signal producing means for producing left and right channel audio signals; said jack includes a pair of movable contacts supplied with said left and right channel audio signals, respectively, and a fixed contact; said plug means includes tip and ring conductive portions connectable to respective ones of said movable contacts, and a sleeve portion connectable to said fixed contact; and said conducting lead includes a pair of signal carrying leads electrically connected to respective ones of said tip and ring conductive portions for carrying said left and right channel audio signals, respectively, and a pair of shield leads both electrically connected to said sleeve portion.

8. The apparatus of claim 7 wherein said shield leads surround respective ones of said signal carrying leads.

9. The apparatus of claim 7 wherein said means for coupling said second contact of said jack to said RF stage comprises a coupling capacitor connected between said fixed contact of said jack and the input of said RF stage.

10. Stereophonic signal receiving apparatus of the type having a receiving unit including an RF stage for receiving radio signals and a demodulating stage for demodulating stereo left and right channel audio signals therefrom, and stereo headphones coupled to said receiving unit by conducting leads to reproduce audio signals in response to said left and right channel audio signals demodulated by said receiving unit, the improvement wherein said conducting leads function as a radio signal antenna to pick up radio signals and couple

same to said receiving unit, and comprising a jack having a pair of movable contacts and a fixed contact; signal coupling means for coupling said left and right channel audio signals to respective ones of said movable contacts; impedance means for coupling said fixed contact to ground potential, said impedance means exhibiting a relatively high impedance to RF signals; a plug connectable to said jack and having at least three conductive portions adapted to be connected to respective ones of said jack contacts; a pair of signal carrying leads and shielding means included in said conducting leads, said signal carrying leads being connected between said stereo headphones and those two of said conductive portions of said plug which are adapted to be connected to said movable contacts of said jack, and said shielding means being connected to the third of said conductive portions of said plug which is adapted to be connected to the fixed contact of said jack; and means for coupling the radio signals picked up by said shielding means to said RF stage of said receiving unit from said fixed contact of said jack.

11. The improvement of claim 10 wherein said means for coupling the radio signals picked up by said shielding means to said RF stage comprises a coupling capacitor.

12. The improvement of claim 11 wherein said impedance means comprises inductance means, whereby said shielding means is electrically floating with respect to ground potential.

13. The improvement of claim 12 wherein said signal coupling means comprises respective inductor elements to block radio signals which may be picked up by said signal carrying leads from interfering with the signals processed by said receiving unit.

14. The improvement of claim 13 wherein said respective inductor elements comprise respective coupling transformers for coupling the left and right channel audio signals to respective ones of said movable contacts of said jack.

15. The improvement of claim 13 wherein said shielding means comprises at least one shielding lead peripherally surrounding said signal carrying leads.

16. The improvement of claim 15 wherein said conductive portions of said plug comprise tip, ring and sleeve portions, respectively, said tip and ring portions being connectable to movable contacts of said jack and said sleeve portion being connectable to the fixed contact of said jack.

* * * * *

50

55

60

65

ANEXO 7: Patente de antena usando cable de audifonos (Nokia Corporation)

(19)



(11)

EP 1 512 229 B1

(12)

EUROPEAN PATENT SPECIFICATION

(45) Date of publication and mention of the grant of the patent:
09.05.2007 Bulletin 2007/19

(51) Int Cl.:
H04B 1/18 (2006.01)

(21) Application number: **02735780.5**

(86) International application number:
PCT/IB2002/002158

(22) Date of filing: **12.06.2002**

(87) International publication number:
WO 2003/107548 (24.12.2003 Gazette 2003/52)

(54) **MOBILE ELECTRONIC DEVICE HAVING AUDIO CONNECTOR PROVIDING AN ANTENNA FUNCTION**

MOBILE ELEKTRONISCHE EINRICHTUNG MIT EINEM AUDIOVERBINDER MIT ANTENNENFUNKTION

DISPOSITIF ELECTRONIQUE MOBILE COMPORTANT UN CONNECTEUR AUDIO A FONCTION D'ANTENNE

(84) Designated Contracting States:
AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE TR

• **ALTENKIRCH, Axel**
44866 Bochum (DE)

(43) Date of publication of application:
09.03.2005 Bulletin 2005/10

(74) Representative: **Becker Kurig Straus**
Patentanwälte
Bavariastrasse 7
80336 München (DE)

(73) Proprietor: **Nokia Corporation**
02150 Espoo (FI)

(56) References cited:
US-A- 4 369 521 **US-A- 5 361 405**

(72) Inventors:
• **EDELER, Wolfgang**
48691 Vreden (DE)

EP 1 512 229 B1

Note: Within nine months from the publication of the mention of the grant of the European patent, any person may give notice to the European Patent Office of opposition to the European patent granted. Notice of opposition shall be filed in a written reasoned statement. It shall not be deemed to have been filed until the opposition fee has been paid. (Art. 99(1) European Patent Convention).

Description

[0001] This invention relates to an improved radio receiving apparatus, and more particularly, to a mobile electronic device which includes headphones coupled by a cable to a receiving unit, wherein the cable is adapted to supply audio signals from the receiving unit to the headphones, and also to pick up and couple radio signals to the receiving unit.

[0002] The state of the art is provided by document US 4,369,521. This document discloses an electric circuit to filter a radio signal from a ground line of a stereo headphone. The described circuit uses an inductor or a coil to block the radio frequencies (RF) from the output of the audio amplifiers and from ground, and a capacitor to block the audio frequencies from the radio frequency (RF) receiver circuit. Basically, US 4,369,521 discloses a radio apparatus that is to be operated with headphones and that uses a frequency splitter with a single cable to provide an antenna and a headphone cable, for filtering out the RF signal from the used headphone cable signal ground. This solution is independent from the used cable type of the headphone. With the use of this document it is possible to use different headphones with different cable types e.g. cables with shielding from the signal wires (coaxial cables). Another advantage of this solution is that it is possible to use different headphones independent from the used cable type.

[0003] Other efforts to use e.g. a headphone cable as an antenna are known with balanced headphone cables. In some of these cases the signal is coupled out via capacitors from each of the four conductors of the balanced stereo output, because there is no common ground signal.

[0004] The two above approaches for using a headphone cable have the common feature that they have much RF loss, and further there is waste energy in the resistance of the inductor. Additionally this solution is not suitable for the use with mobile terminal devices. Therefore, a new antenna concept is needed to overcome these problems.

[0005] It is desirable to improve the approach provided by the state of the art, for use in modern mobile devices.

[0006] It is further desirable to reduce the RF loss and the waste of audio power in the inductors of the audio ground connection.

[0007] It is further desirable to have an antenna that can be implemented in other external devices than just headphones.

[0008] According to a first embodiment of the present invention a mobile electronic device is provided comprising a radio receiver, an amplifier and an audio connector for connecting to a headphone, external loudspeakers or other external audio reproduction components of said electronic device. Said audio connector comprises at least one first contact and at least one second contact, i.e. the second contact of the connector is for connecting mono, stereo or even surround audio devices, like head-

phones, active loudspeakers a stereo system or the like. Said first contact is connected to ground and to said radio receiver, wherein the connection to ground is performed for grounding or eliminating audio frequencies via an electric element, such as an inductor or a coil, or a low pass filter. The mobile electronic device is characterized by a band-pass filter component interposed between said first contact and said radio receiver.

[0009] The use of a band-pass filter provides the advantage that the band-pass filter can be tuned to a small frequency range to transmit desired RF radio signals, whereas undesired mobile telephony frequencies and audio frequencies are blocked. Thereby, the RF damping compared to the state of the art is reduced, and therefore the yielded RF signal has a better signal to noise ratio. It is further advantageous that the inductor used to ground said audio signals can be designed smaller to provide less resistance for audio signals.

[0010] It may be noted that the audio connector is not restricted to the audio output of said radio receiver. The present invention is not restricted solely to headphones of radio apparatuses, but can be used e.g. in any multipurposed device utilizing a receiver to receive signals via a wireless radio connection. Instead of a headphone e.g. a connection cable to wired remote control, or e.g. a connection to a TV-goggle or the headset of a radio set or a walky-talky or the like may be utilized. The connection for audio frequencies to ground can also be made via a low pass filter or a band-pass filter for low frequencies, that is tuned to audio frequencies to further reduce the power loss in the audio path.

[0011] According to one preferred embodiment of the present invention said band-pass filter component comprises a capacitor connected between said first contact and ground. Compared to the state of the art, as described in US 4,369,521 this capacitor forms a high frequency short circuit to ground. Together with the inductor, a band-pass filter is formed by short circuiting high frequencies and low frequencies.

[0012] Preferably, said band-pass filter component is an oscillating circuit composed of an inductor and a capacitor. The band-pass filter component can be embodied e.g. as a parallel oscillating circuit, to short all unwanted frequencies to ground (see figure 2). The band-pass filter component can be embodied e.g. as a serial oscillating circuit, connected in series to let all wanted frequencies pass to the receiver. The first solution needs a blocking capacitor, which may be economized in the second example, which requires an additional inductor for the ground connection of said audio signals.

[0013] Advantageously, said band-pass filter component is tuned to suppress all non-radio frequencies. Such a band-pass filter component ensures a suppression of all non radio frequencies, which helps to avoid any interference even of yet unconsidered sources of radio interference. The frequencies transmitted by band-pass filter component to said radio receiver are within the radio frequency range, and the suppressed frequencies comprise

the mobile phone frequencies and audio frequencies. In the case that the parallel resonant circuit of the preceding paragraph is chosen, the circuit short-circuits the audio frequencies via said inductor economizing an additional low pass filter for said audio signals.

[0014] Preferably, said capacitor has a capacity of between 10 pF and 100 pF, preferably between 20 pF and 80 pF and more preferably between 30 pF and 60 pF. Accordingly, to cover a frequency range of approximately 70 to 140 MHz, wherein FM radio is transmitted, the respective inductor preferably has an impedance between 10 nH and 100 nH, more preferably between 20 and 60 and most preferably between 30 and 40 nH.

[0015] According to another embodiment of the present invention, the mobile electronic device further comprises a mobile telephone. The use of the invention with a mobile telephone is particularly of interest, as the spread of mobile phones in the last years will lead to an increased demand for multi purpose mobile telephones, as users will probably not accept to carry and maintain more than one electronic device.

[0016] It may be noted that said band-pass filter may be embodied as a passive filter as described in the preceding description, or may be embodied as an active filter, too. An example for such an active filter stage may be a digital signal processor (DSP), wherein the quality of the filtering can be increased at the expense of the resources of said mobile electronic device. This embodiment may best be used in case that e.g. a mobile telephone is used, and the telephone part of said mobile electronic device is turned off, and a powerful DSP is held ready.

[0017] Preferably, said radio receiver further comprises a television receiver. The provisioning of a television receiver broadens the spectrum of possible appliances of said multi purpose mobile electronic device. It may be noted that in the case of two or more receiver components within said multipurpose device, said band-pass component may comprise multiple band-pass filters for the frequency ranges of each receiver.

[0018] Preferably, said mobile electronic device further comprises a media player, and more preferably, said mobile electronic device further comprising a media recorder. A media player can be e.g. an audio cassette player or recorder, a CD or CD-R, DVD, DVD-R recorder, a hard disc system, or the like. The media can be an analogue media such as audio or video cassettes. The media can be digital storage media such as floppy discs, hard discs solid state memories, magneto-optic storage media and the like.

[0019] Preferably, said audio connector comprises at least one third contact to provide additional connectivity to said audio out connector. The audio connector can comprise additional other contacts for increased connectivity. A third kind of contact in the connector may be used to provide a stereo audio output, to enable the user to hear music in stereo.

[0020] Preferably, said at least one third contact is con-

nected to a mobile phone component of said mobile electronic device, to provide a headset functionality to said mobile phone within said mobile electronic device. It may be noted that in the case of radio receiver, integrated in a mobile phone or a walky-talky, the third contact may be utilized as a microphone contact for a headset.

[0021] Advantageously, at least one of said third contacts is connected to control components of said mobile electronic device, to provide a remote control functionality to the mobile electronic device. Such a remote control may also include a kind of basic remote control to operate a phone, a radio or audio player/recorder or other components of said mobile electronic device. Additional contacts may be used to provide additional connectivity for e.g. add-ons such as, chargers, remote controls, headsets, video goggles, cameras scanners, and the like.

[0022] Said audio output can be protected by a EMC low pass filter against irradiation, to prevent high frequency energy in the wiring between said connectors and said audio output. Such a high frequency radiation may cause errors in the function of said mobile electronic device and may further lead to feedback, cross talk interference, interference in the operation of said mobile electronic device, which may even lead to damages of components of said mobile electronic device.

[0023] Conveniently, said mobile electronic device further comprises a DC blocking capacitor interconnected between said first contact and said radio receiver. The capacitor is for blocking DC components from the RF input of said radio receiver. The capacitor is acting as a bias blocking and RF coupling capacitor. The blocking capacitor can be interconnected between the band-pass filter component and the antenna terminal of said radio receiver. The blocking capacitor can even be integrated in said band-pass filter component, and can be interconnected between elements of said band-pass filter component e.g. between the inductor and the capacitor (see Fig. 2). The capacity of the blocking capacitor should be chosen to be larger than the capacitor of the band-pass filter, whereby it can be guaranteed that the RF signal can pass the blocking capacitor without losses. Preferably, the blocking capacitor has a capacity being substantially 1.2 the capacity of the capacitor used in the band splitter.

[0024] With the use of the invention it is possible to use different headphones with different cable types e.g. cables with shielding from the signal wires (coaxial cables). Another advantage of this solution is that it is possible to use different headphones independently from the cable type used.

[0025] It may be noted that the expression "radio receiver" is used to describe any kind of receiving apparatus for electro-magnetic waves, and may e.g. denote a classical analog tuner, or e.g. the receiver of walky-talky or e.g. a broadband scanner, a digital radio tuner a TV tuner or just anything capable of receiving and decoding or demodulating electro-magnetic waves.

[0026] In the following, the invention will be described

in detail by referring to the enclosed drawings in which:

Figure 1 is a block diagram of a mobile electronic device according to one embodiment of the present invention,

Figure 2 is a circuit diagram of a mobile electronic device according to another embodiment of the present invention,

Figure 3 is a characteristic curve of a filter element according to the state of the art, and

Figure 4 is a characteristic curve of a filter element according to one embodiment of the present invention.

[0027] Figure 1 is a block diagram of a mobile electronic device according to one preferred embodiment of the present invention. In this example, the mobile electronic device comprises basically a radio receiver component 28, an audio amplifier 24. The audio amplifier 24 acts as an amplifier for the headphone 2. The headphone 2 is placed on the head of a user 8 and comprises two loudspeakers 4,6. In the example the headphone 2 is a standard headphone with e.g. a coaxial cable 16 and a standard 3.5 mm connector plug 18. The cable of headphone 2 comprises three conductors for left signal 10, right signal 12 and common ground 14. The connector plug 18 is inserted into the 3.5 mm connector 20 of the mobile electronic device. The two audio signals are connected to respective audio outputs of said audio amplifier 24. Said common ground cable is connected via a band splitter 23 for low frequencies to ground and for radio frequencies to the radio receiver 28.

[0028] The band splitter 23 short circuits the audio frequencies from the headphone 2 and the audio amplifier 24 via a (not depicted) low pass filter element to ground, therefore, the headphone 2 can be operated as usual. The radio receiver 28 is releasably connected to said audio amplifier 24. The radio receiver 28 can be any kind of radio receiver known in the art. With this minimum requirement said mobile electronic device can be operated as a conventional radio with a headphone cable antenna. The main advantage of said embodiment is that high frequency interference and cross talk interference can efficiently be suppressed. The use of a band-pass filter instead of a standard high-pass filter between common ground connector 14 and antenna input of the receiver 28 reduces the signal loss in the filter and thereby increases the signal strength in the antenna input of said receiver 28. Therefore, the sensitivity of said receiver may be reduced by using a cheaper model, or the gain of the radio signal can be used to increase the quality of the audio output. Additionally, with the spread of wireless technology in the environment like mobile telephones, wireless LAN (local area network), Bluetooth, babyphones, radio controlled central locks for cars, the in-

crease of electromagnetic pollution to be expected in the coming years will increase the need for better reception technology.

[0029] The mobile electronic device is not only restricted to radios, and the band splitter 23 may comprise elements to split a second frequency band from said ground line antenna 14. Thereby, an optional connection to e.g. a television receiver 32 may be incorporated in said mobile electronic device. Instead of a television receiver 32 any other radio wave receiving device or a component may be integrated in said mobile electronic device. The mobile electronic device may also include a player or a recorder 30 for received radio transmissions. A recorder 30 would enable a user e.g. to play a certain radio program while recording a received TV program. The mobile electronic device can further include other communication components like a walkie-talkie, a Bluetooth module, a mobile phone or the like. To prevent feedback interference, the band-pass filter can be tuned to filter out said communication frequencies.

[0030] The application is not simply restricted to standard headphones, but can be applied to headsets of mobile telephones. Such a head set may comprise a standard stereo headphone, with a mobile phone headset and e.g. a remote control for a radio, a phone and or a media player. The combination with a phone has the additional advantage that radio interference from the operation of said phone can be suppressed.

[0031] Figure 2 is a circuit diagram of a mobile electronic device according to another embodiment of the present invention. In the circuit diagram only the relevant elements are depicted. As in Figure 1 there are two loudspeakers 4 and 6, a headphone connector 20 embodied as a tomahawk system connector. The audio signal comes from headphone audio (1:0) (Signal:Ground) (indicated with the arrowheads at the connector) and is fed via band splitter 23. The inductor 22 provides the audio signal connection to ground (GND). The capacitor 42 forms together with said inductor 22 a resonant circuit which acts as a band-pass filter 26. The capacitor 40 is a bias blocking and RF coupling capacitor, and its value is selected to suppress all remaining audio signals not totally short circuited by said inductor or coil 22. Thereafter, the RF signal is connected to the FM radio antenna input (not shown).

[0032] Thereby, it is possible to use a coaxial cable for connecting a headphone, and to use the same cable as an antenna. The use of the inner conductor would result in loss of radio frequency (RF) signal due to shielding effects of the outer conductor. The outer conductor is the audio ground signal. A solution is needed to get the RF signal from the headphone cable, providing low audio signal loss for the audio path and blocking bias from the frequency modulation (FM) radio RF amplifier. One way could be a single coil or a single inductor to ground for audio signal as described in the state of the art. But this will result in a RF loss at the radio frequencies. To reduce the RF loss a parallel resonant circuit for the FM radio

band is needed followed by a blocking capacitor for RF amplifier bias blocking from the RF input path.

[0033] With this embodiment the RF signal at the antenna input of the receiver is stronger. The inductor for short circuiting the audio signals can be made smaller, as if only a single inductor is used, and therefore the DC resistance of said inductor in the audio path is lower, leading to lower losses in the audio path. The band-pass filter also dampens the higher frequency mobile phone frequencies. Therefore a mobile phone can be operated in the proximity of said mobile electronic device without interference. This enables the system to be incorporated into a mobile telephone. This system enables the use of a radio and a mobile phone simultaneously.

[0034] The best way to emphasize the advantages of the present invention is to compare the characteristic curve of a filter according to the state of the art (Fig. 3), and the characteristic curve of a filter according to one embodiment of the present invention (Fig. 4). In figure 3 the inductor dampens the RF signal at 100 MHz with approximately 3 to 3.5 dB. In the case of a band-pass filter according to Figure 2, wherein the inductor 22 has 33 nH, the capacitor 42 has 82 pF and the blocking capacitor 40 has 100 pF, the filter is tuned to 96.7 MHz, and a 100 MHz signal can pass the filter nearly without any damping. See figure 4: nearly 0 dB are achieved at 100 MHz in the characteristic curve, that is the RF signal can be separated from the ground line without detectable losses in the signal strength.

[0035] This application contains the description of implementations and embodiments of the present invention with the help of examples. It will be appreciated by a person skilled in the art that the present invention is not restricted to details of the embodiments presented above, and that the invention can also be implemented in another form without deviating from the characteristics of the invention. The embodiments presented above should be considered illustrative, but not restricting. Thus the possibilities of implementing and using the invention are only restricted by the enclosed claims. Consequently various options of implementing the invention as determined by the claims also belong to the scope of the invention.

Claims

1. Mobile electronic device, having a radio receiver (28), an amplifier (24) and an audio connector (20) for connecting to a headphone (2), wherein said audio connector (20) comprises at least one first contact and at least one second contact, wherein said first contact is connected to ground and to said radio receiver (28), and said second contact is connected to said amplifier (24), **characterized by** a band-pass filter component (26) interconnected between said first contact and said radio receiver (28).
2. Mobile electronic device according to claim 1, wherein said band-pass filter component (26) comprises a capacitor (42) connected between said first contact and ground.
3. Mobile electronic device according to claim 1, wherein said band-pass filter component (26) is an oscillating circuit composed of an inductor (22) and a capacitor (42).
4. Mobile electronic device according to claim 3, wherein the transmitted frequencies of the band-pass filter component (26) are within the radio frequency range, and the suppressed frequencies comprises mobile phone frequencies and audio frequencies.
5. Mobile electronic device according to anyone of the preceding claims, wherein said capacitor (42) has a capacity between 10 pF and 100 pF.
6. Mobile electronic device according to anyone of the preceding claims, further comprising a mobile telephone.
7. Mobile electronic device according to anyone of the preceding claims, wherein said radio receiver (28) further comprises a television receiver.
8. Mobile electronic device according to anyone of the preceding claims, further comprising a media player (30).
9. Mobile electronic device according to claim 8, wherein said media player (30) includes a media recorder.
10. Mobile electronic device according to anyone of the preceding claims, wherein said audio connector comprises at least one third contact connected to a component of said electronic device.
11. Mobile electronic device according to claims 6 and 10, wherein said third contact is connected to a mobile phone component of said mobile electronic device, to provide a headset to a mobile phone within said mobile electronic device.
12. Mobile electronic device according to claim 10 or 11, wherein said third contact is connected to control components of said mobile electronic device, to provide a remote control functionality to the mobile electronic device.
13. Mobile electronic device according to anyone of the preceding claims, further comprising a DC blocking capacitor (40) interconnected between said first contact and said radio receiver (28).

Patentansprüche

1. Mobile elektronische Vorrichtung, die einen Funkempfänger (28), einen Verstärker (24) und einen Audioanschluss (20) zum Verbinden mit einem Kopfhörer (2) aufweist, wobei der Audioanschluss (20) mindestens einen ersten Kontakt und mindestens einen zweiten Kontakt aufweist, wobei der erste Kontakt mit Masse und dem Funkempfänger (28) verbunden ist, und der zweite Kontakt mit dem Verstärker (24) verbunden ist, **gekennzeichnet durch** eine Bandpass-Filter-Komponente (26), die zwischen den ersten Kontakt und den Funkempfänger (28) geschaltet ist.
2. Mobile elektronische Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei die Bandpass-Filter-Komponente (26) einen Kondensator (42) aufweist, der zwischen den ersten Kontakt und Masse geschaltet ist.
3. Mobile elektronische Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei die Bandpass-Filter-Komponente (26) ein Schwingkreis ist, der aus einem Induktor (22) und einem Kondensator (42) gebildet wird.
4. Mobile elektronische Vorrichtung nach Anspruch 3, wobei die übertragenen Frequenzen der Bandpass-Filter-Komponente (26) im Funkfrequenzbereich liegen, und die unterdrückten Frequenzen Mobiltelefon-Frequenzen und Audiofrequenzen umfassen.
5. Mobile elektronische Vorrichtung nach irgendeinem der vorhergehenden Ansprüche, wobei der Kondensator (42) eine Kapazität zwischen 10 pF und 100 pF aufweist.
6. Mobile elektronische Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, weiter umfassend ein Mobiltelefon.
7. Mobile elektronische Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei der Funkempfänger (28) weiter einen Fernsehempfänger umfasst.
8. Mobile elektronische Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, weiter umfassend einen Medien-Player (30).
9. Mobile elektronische Vorrichtung nach Anspruch 8, wobei der Medien-Player (30) einen Medien-Rekorder aufweist.
10. Mobile elektronische Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei der Audioanschluss mindestens einen dritten Kontakt umfasst, der mit einer Komponente der elektronischen Vorrichtung verbunden ist.

11. Mobile elektronische Vorrichtung nach Ansprüchen 6 und 10, wobei der dritte Kontakt mit einer Mobiltelefonkomponente der mobilen elektronischen Vorrichtung verbunden ist, um einen Kopfhörer für ein Mobiltelefon in der mobilen elektronischen Vorrichtung bereitzustellen.

12. Mobile elektronische Vorrichtung nach Anspruch 10 oder 11, wobei der dritte Kontakt mit Steuerkomponenten der mobilen elektronischen Vorrichtung verbunden ist, um eine Fernsteuer-Funktion für die mobile elektronische Vorrichtung bereitzustellen.

13. Mobile elektronische Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, weiter umfassend einen Gleichstrom-Blockkondensator (40), der zwischen den ersten Kontakt und den Funkempfänger (28) geschaltet ist.

Revendications

1. Dispositif électronique mobile, comportant un récepteur radio (28), un amplificateur (24) et un connecteur audio (20) pour se raccorder à un casque d'écoute (2), dans lequel ledit connecteur audio (20) comprend au moins un premier contact et au moins un second contact, dans lequel ledit premier contact est relié à la terre et audit récepteur radio (28), et ledit second contact est relié audit amplificateur (24), **caractérisé par** un composant filtre passe-bande (26) interconnecté entre ledit premier contact et ledit récepteur radio (28).
2. Dispositif électronique mobile selon la revendication 1, dans lequel ledit composant filtre passe-bande (26) comprend un condensateur (42) raccordé entre ledit premier contact et la terre.
3. Dispositif électronique mobile selon la revendication 1, dans lequel le composant filtre passe-bande (26) est un circuit oscillant constitué par un inducteur (22) et un condensateur (42).
4. Dispositif électronique mobile selon la revendication 3, dans lequel les fréquences émises du composant filtre passe-bande (26) sont situées dans la gamme des radiofréquences, et les fréquences supprimées comprennent des fréquences de téléphone mobile et des audiofréquences.
5. Dispositif électronique mobile selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel ledit condensateur (42) a une capacité entre 10 pF et 100 pF.
6. Dispositif électronique mobile selon l'une quelconque des revendications précédentes, comprenant

en outre un téléphone mobile.

- 7.** Dispositif électronique mobile selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel ledit récepteur radio (28) comprend en outre un récepteur de télévision. 5
- 8.** Dispositif électronique mobile selon l'une quelconque des revendications précédentes, comprenant en outre un lecteur de médias (30). 10
- 9.** Dispositif électronique mobile selon la revendication 8, dans lequel ledit lecteur de médias (30) inclut un enregistreur de médias. 15
- 10.** Dispositif électronique mobile selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel ledit connecteur audio comprend au moins un troisième contact relié à un composant dudit dispositif électronique. 20
- 11.** Dispositif électronique mobile selon les revendications 6 et 10, dans lequel ledit troisième contact est relié à un composant téléphone mobile dudit dispositif électronique mobile, pour fournir un casque d'écoute à un téléphone mobile à l'intérieur dudit dispositif électronique mobile. 25
- 12.** Dispositif électronique mobile selon la revendication 10 ou 11, dans lequel ledit troisième contact est relié à des composants de commande dudit dispositif électronique mobile, afin de fournir une commande à distance fonctionnelle au dispositif électronique mobile. 30
- 13.** Dispositif électronique mobile selon l'une quelconque des revendications précédentes, comprenant en outre un condensateur de blocage de courant continu CC (40) interconnecté entre ledit premier contact et ledit récepteur radio (28). 40

45

50

55

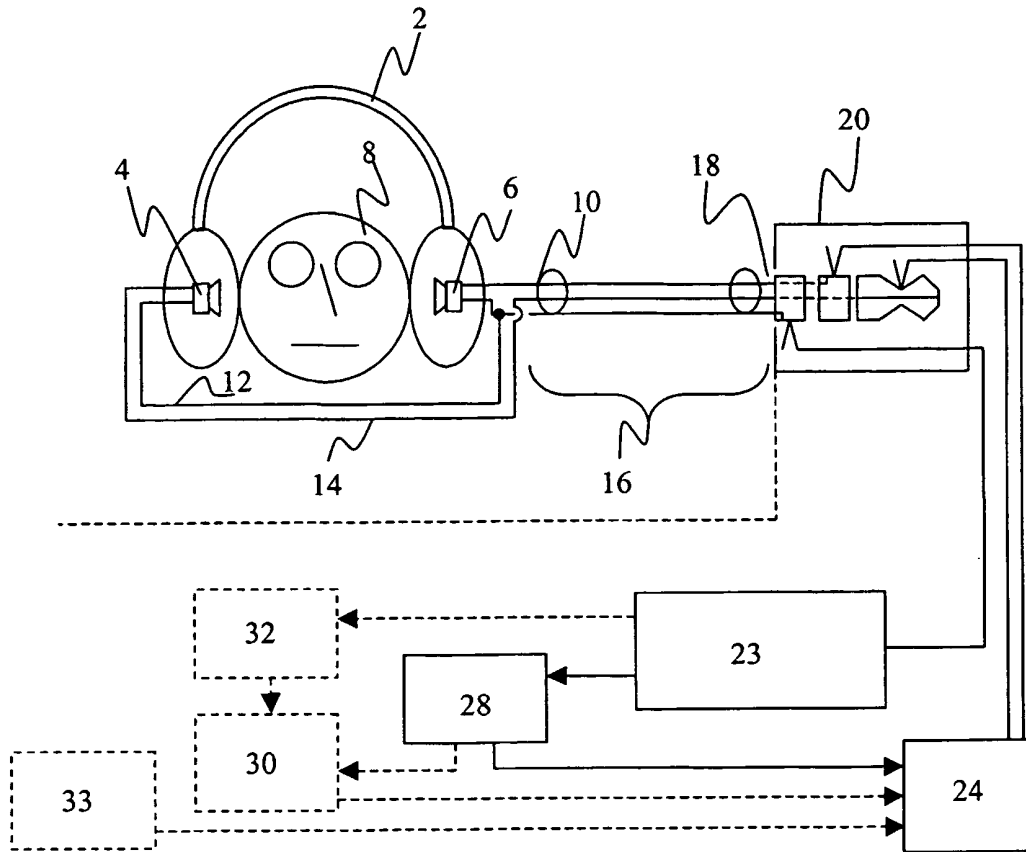


Fig. 1

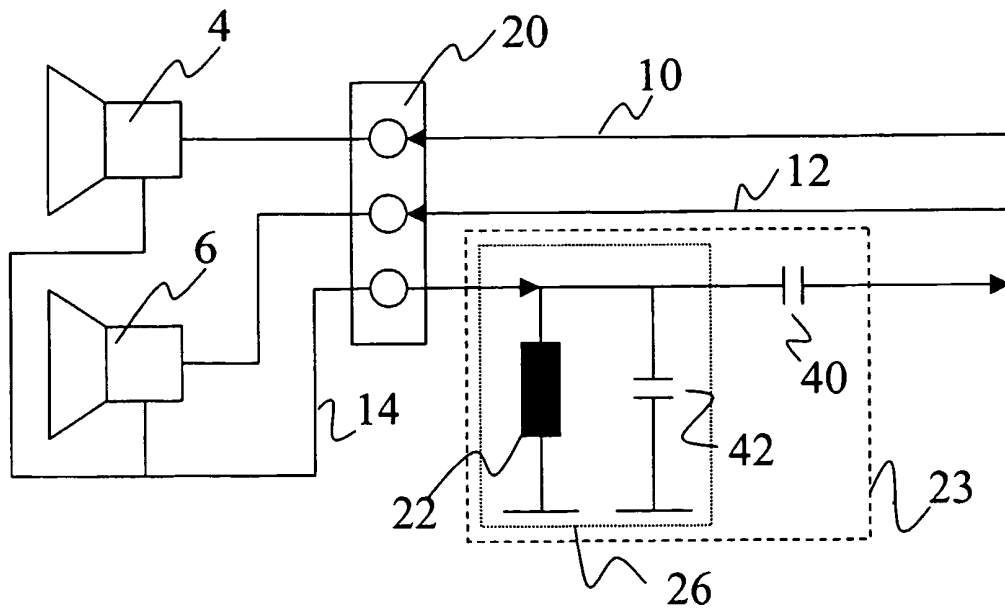


Fig. 2

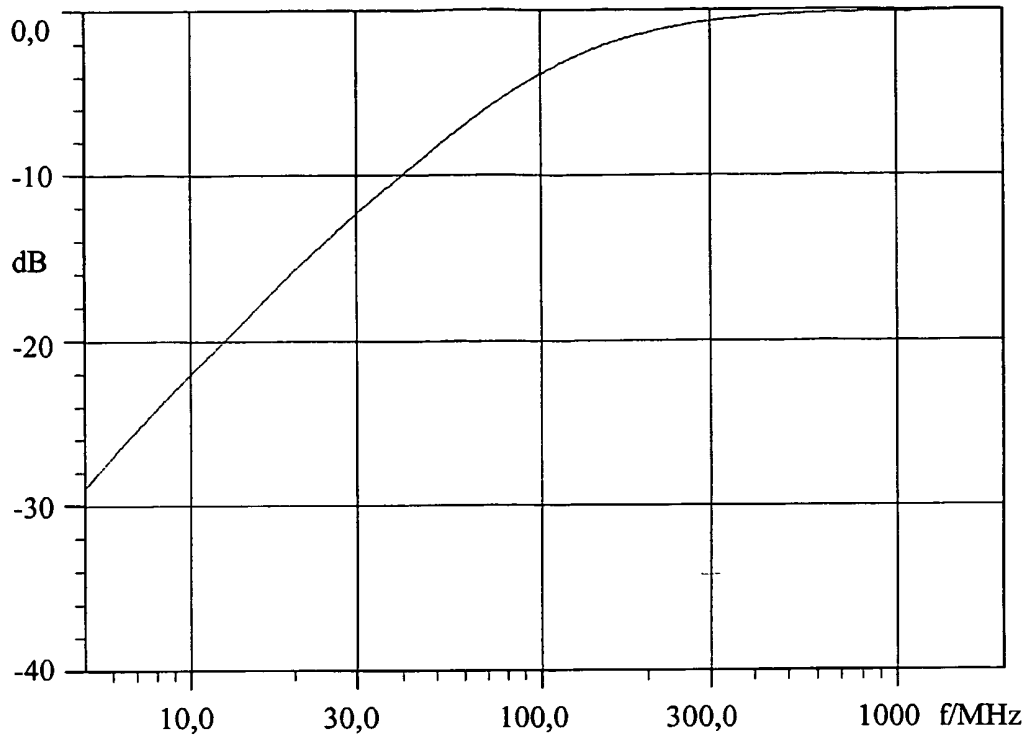


Fig. 3

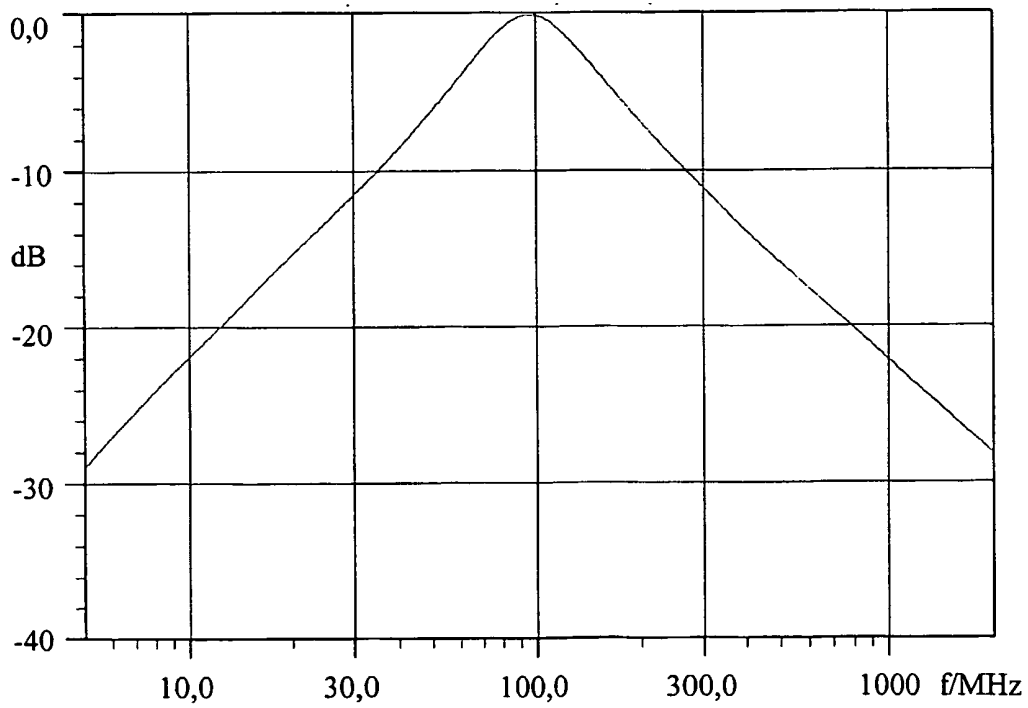


Fig. 4



STC4054

800mA Standalone linear Li-Ion Battery charger with thermal regulation

Feature summary

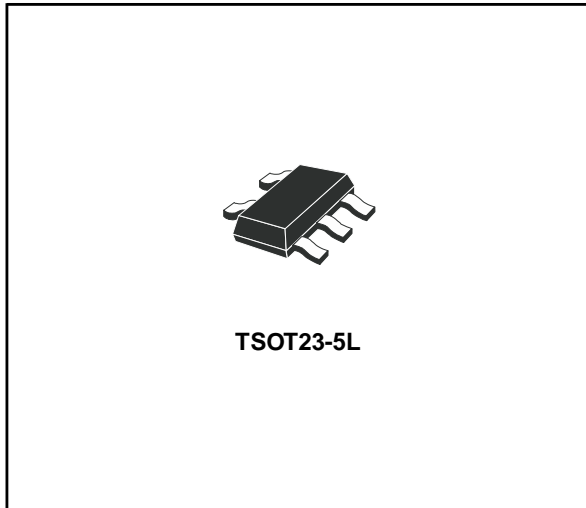
- Programmable charge current up to 800mA
- No external MOSFET, sense resistors or blocking diode required
- Constant current / constant voltage operation with thermal regulation to maximize charge rate without risk of overheating
- Charges single cell li-ion batteries directly from USB port
- Preset 4.2V charge voltage with 1% accuracy
- Automatic recharge
- Single charge status output pin
- Charge current monitor output for gas gauging
- C/10 Charge termination
- 25µA supply current in shutdown mode
- Low battery voltage detect for precharge setting
- Soft-start limits inrush current
- TSOT23-5L package

Applications

- Cellular telephones
- PDAs
- Bluetooth applications
- Battery-powered devices

Description

The STC4054 is a constant current/constant voltage charger for single cell Li-Ion batteries. No external sense resistor or blocking diode is



required and its ThinSOT package make it ideally suited for portable applications.

The STC4054 is designed to work within USB power specifications. An internal block regulates the current when the junction temperature increases, in order to protect the device when it operates in high power or high ambient temperature.

The charge voltage is fixed at 4.2V, and the charge current limitation can be programmed using a single resistor connectd between PROG pin and GND. The charge cycle is automatically terminated when the current flowing to the battery is 1/10 of the programmed value. If the external adaptor is removed, the STC4054 turns off and a 2µA current can flow from the battery to the device. The device can be put into Shutdown Mode, reducing the supply current to 25µA. The device also has a charge current monitor, under voltage lockout, automatic recharge. The device is packaged in TSOT23-5L.

Order code

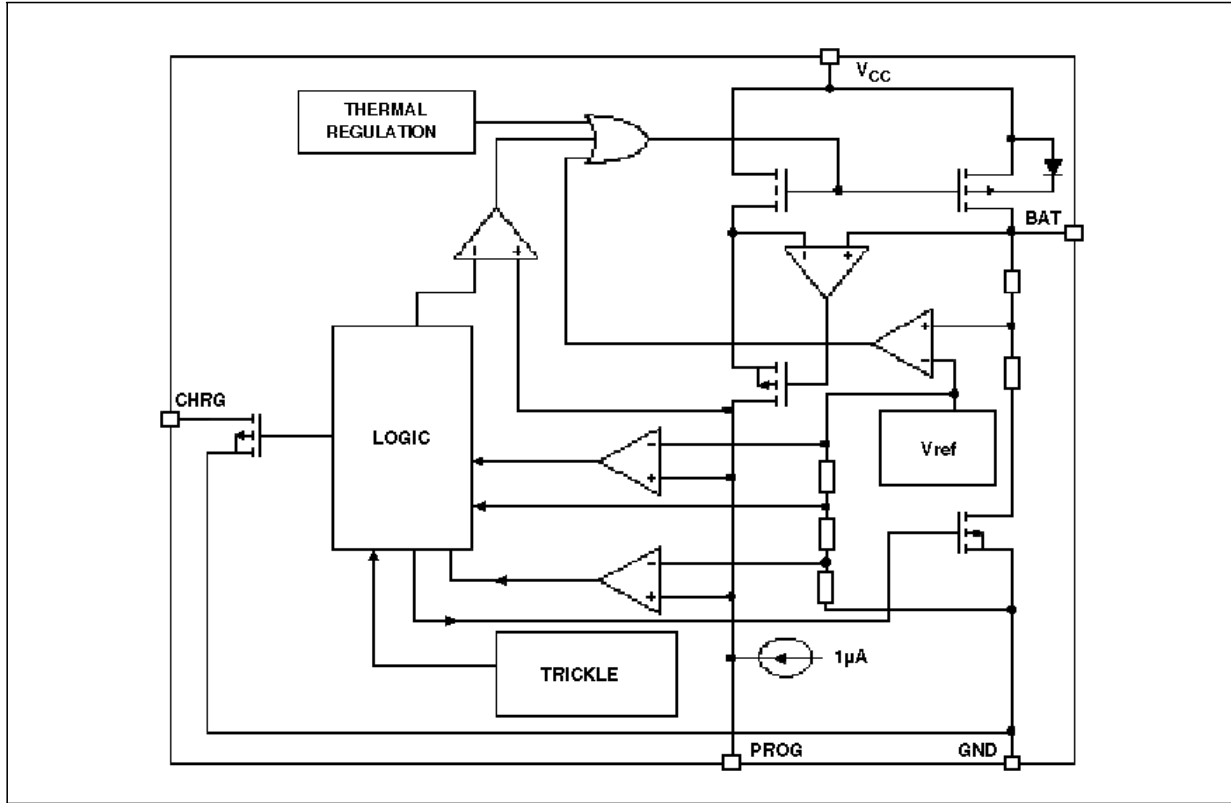
Part number	Package	Packaging
STC4054GR	TSOT23-5L	3000 parts per reel

Contents

1	Block diagram	3
2	Pin configuration	4
3	Maximum ratings	5
4	Electrical characteristics	6
5	Typical performance characteristics	8
6	Application information	10
6.1	Charge cycle	10
6.2	V _{CC} Pin	10
6.3	Power ON pin	10
6.4	CHRG pin	10
6.5	PROG pin	11
6.6	Programming charge current	11
6.7	BAT pin	11
6.8	Charge termination	11
6.9	Automatic recharge	11
6.10	Soft start	12
6.11	Thermal regulation	12
6.12	Power dissipation	12
6.13	Stability considerations	12
7	Package mechanical data	13
8	Revision history	16

1 Block diagram

Figure 1. Block diagram



2 Pin configuration

Figure 2. Pin connections (top view)

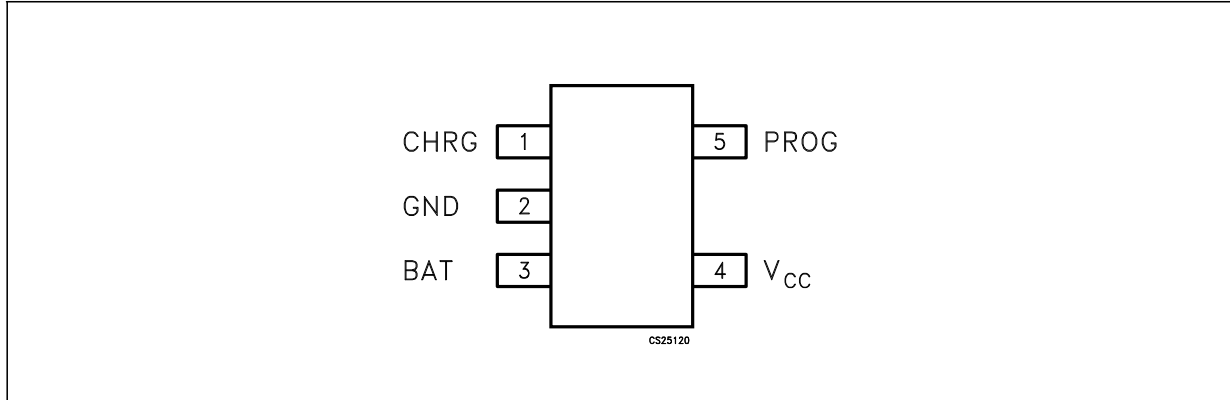
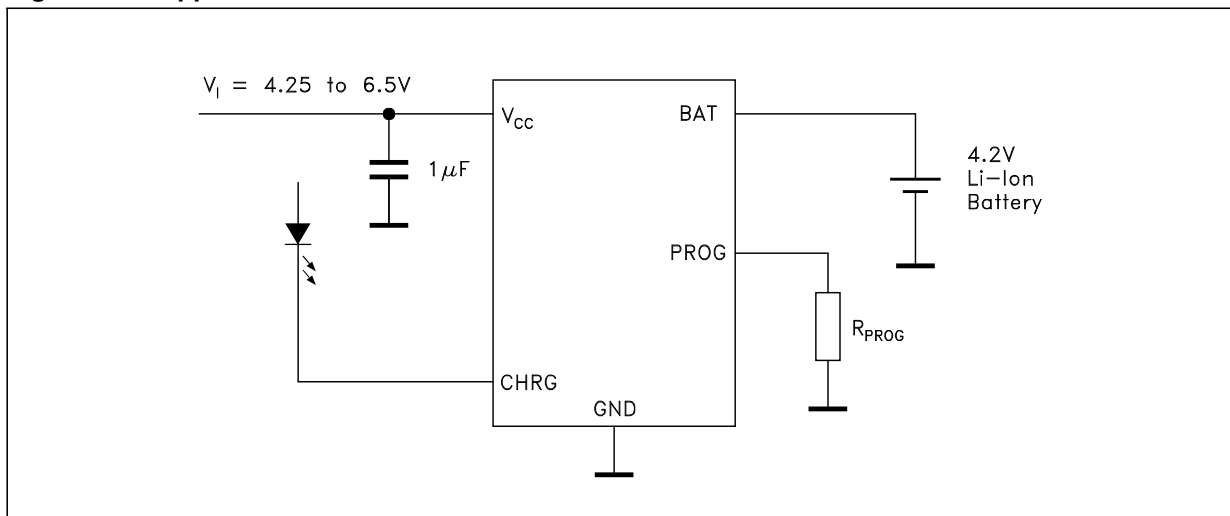


Table 1. Pin description

Pin N°	Symbol	Note
1	CHRG	Open Drain. This pin goes in low impedance when the STC4054 is in precharge or charge mode
2	GND	Ground pin
3	BAT	This pin provides an accurate 4.2V output voltage and the charge current to the battery. Only 2µA reverse current can flow in to the device when in Shutdown mode
4	V _{CC}	Input Supply voltage. The input range is from 4.25V to 6.5V. If V _{CC} < V _{BAT} + 30mV the device enters Shutdown mode and the sinked I _{BAT} is less than 2µA
5	PROG	Charge current program. Charge Current monitor and Shutdown pin

Figure 3. Application circuit



3 Maximum ratings

Table 2. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CC}	Input supply voltage	From -0.3 to 10	V
V_{BAT}	BAT pin voltage	From -0.3 to 7	V
V_{PROG}	PROG pin voltage	From -0.3 to $V_{CC}+0.3$	V
V_{CHRG}	CHRG pin voltage	From -0.3 to 7	V
I_{BAT}	BAT pin current	800	mA
I_{PROG}	PROG pin current	800	μ A
	BAT short circuit duration	Continuous	
P_D	Power dissipation	Internally Limited	mW
T_J	Max junction temperature	125	$^{\circ}$ C
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to 125	$^{\circ}$ C
T_{OP}	Operating junction temperature range	-40 to 85	$^{\circ}$ C

Table 3. Thermal Data

Symbol	Parameter	Value	Unit
R_{thJC}	Thermal resistance junction-case	81	$^{\circ}$ C/W
R_{thJA}	Thermal resistance junction-ambient	255	$^{\circ}$ C/W

4 Electrical characteristics

Table 4. Electrical characteristics

 ($V_{CC} = 5V$, $C_I = 1\mu F$, $T_J = -40$ to 85° unless otherwise specified) (Note 1).

Symbol	Parameter	Test	Min.	Typ.	Max.	Unit	
V_{CC}	Supply voltage		4.25		6.5	V	
I_{CC}	Supply current (Note 2)	Charge mode, $R_{PROG} = 10K\Omega$, $V_{BAT} = 3.5V$		150	500	μA	
		Standby mode (charge terminated)		150	300		
		Shutdown mode	R_{PROG} not connected		21		40
			$V_{CC} < V_{BAT}$		17		50
		$V_{CC} < V_{UV}$		17	40		
V_{BAT}	Termination output voltage	$V_{CC} = 4.3V$ to $6.5V$, $R_{PROG} = 10K\Omega$	4.158	4.2	4.242	V	
I_{BAT}	BAT pin current	Current mode $R_{PROG} = 10K\Omega$	90	100	110	mA	
		Current mode $R_{PROG} = 2K\Omega$	465	500	535	mA	
		Standby mode $V_{BAT} = 4.2V$	0	-2.5	-6	μA	
		Shutdown mode (R_{PROG} not connected), $T_J = 25^\circ C$		± 1	± 2	μA	
		Sleep mode, $V_{CC} = 0V$, $T_J = 25^\circ C$		± 1	± 2	μA	
I_{PRE}	Pre-charge current	$V_{BAT} < 2.8V$ $R_{PROG} = 2K\Omega$ $T_J = 25^\circ C$	20	45	70	mA	
V_{PRE}	Pre-charge threshold	$R_{PROG} = 10K\Omega$ V_{BAT} falling	2.8	2.9	3.0	V	
		Hysteresis $R_{PROG} = 10K\Omega$	70	100	130	mV	
V_{UV}	V_{CC} Undervoltage lockout	V_{CC} Low to High $R_{PROG} = 10K\Omega$	3.7	3.8	3.9	V	
		Hysteresis $R_{PROG} = 10K\Omega$	50	180	300	mV	
V_{MSD}	Manual shutdown threshold	PROG Pin Rising	1.15	1.21	1.30	V	
		PROG Pin Falling	0.85	0.95	1.05		
V_{ASD}	$V_{CC} - V_{BAT}$ Lockout threshold	V_{CC} Low to High $T_J = 25^\circ C$ $R_{PROG} = 10K\Omega$	50	85	120	mV	
		V_{CC} High to Low $T_J = 25^\circ C$ $R_{PROG} = 10K\Omega$	5	30	50		
I_{TERM}	C/10 Termination current threshold (I_{BAT}/I_{BATC10}) (Note 3)	$R_{PROG} = 10K\Omega$		0.1		mA/mA	
		$R_{PROG} = 2K\Omega$		0.1			
V_{PROG}	PROG pin voltage	Current Mode $R_{PROG} = 10K\Omega$	0.93	1.0	1.07	V	
I_{CHRG}	CHRG Pin current weak pull-down	$V_{CHRG} = 5V$, $V_{BAT} = 4.3V$, $R_{PROG} = 10K\Omega$	8	20	35	μA	
V_{CHRG}	CHRG Pin pull-down voltage	$I_{CHRG} = 5mA$		0.35	0.6	V	
ΔV_{RECHRG}	Recharger battery threshold voltage	$V_{FLOAT} - V_{RECHRG}$, $T_J = 25^\circ C$ $R_{PROG} = 10K\Omega$		200		mV	

Table 4. Electrical characteristics(V_{CC} = 5V, C_I = 1μF, T_J = -40 to 85° unless otherwise specified) (Note 1).

Symbol	Parameter	Test	Min.	Typ.	Max.	Unit
T _{LIM}	Junction temperature in constant current mode			120		°C
R _{ON}	Power Fet "ON" resistance (Between V _{CC} and BAT)			600		mΩ
t _{SS}	Soft-start time	I _{BAT} =0 to I _{BAT} =1000V/R _{PROG}		100		μs
T _{RECHARGE}	Recharge comparator filter time Note 4	V _{BAT} High to Low	0.75	2	4.5	ms
t _{TERM}	Termination comparator filter time Note 4	I _{BAT} Falling Below I _{CHG} /10	400	1000	2500	μs
I _{PROG}	PROG pin pull-up current			1		μA

- Note:
- 1 The STC4054 was tested using a battery simulator and an output capacitor value about 4.7μF
 - 2 Supply current includes PROG pin current but not include any current delivered to the battery through the V_{BAT} pin
 - 3 I_{TERM} is expressed as a fraction of measured full charge current with indicated PROG resistor
 - 4 Guaranteed by design

5 Typical performance characteristics

Figure 4. I_{BAT} vs Supply voltage

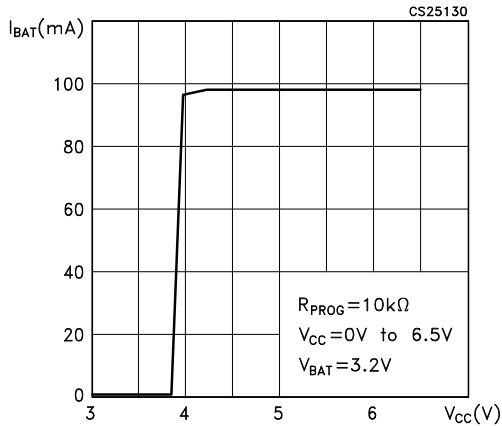


Figure 5. V_{BAT} vs V_{CC}

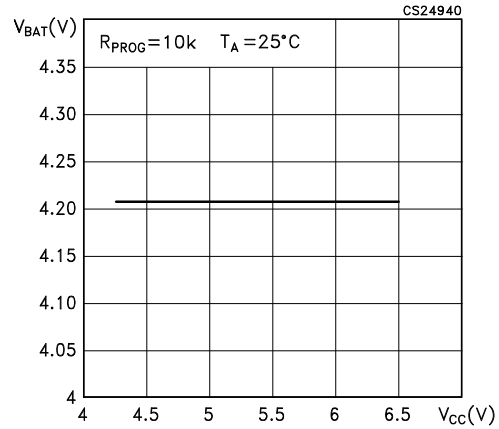


Figure 6. I_{BAT} vs temperature

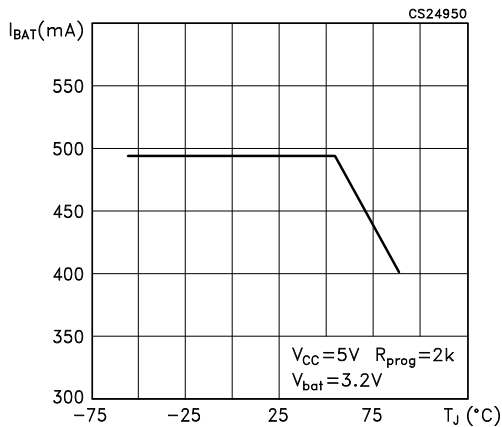


Figure 7. V_{PROG} vs temperature

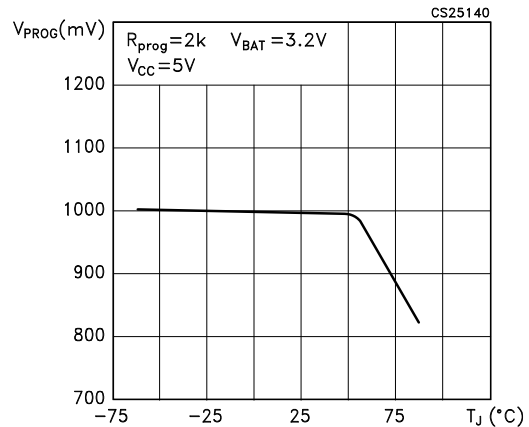


Figure 8. I_{BAT}/I_{PROG} vs temperature

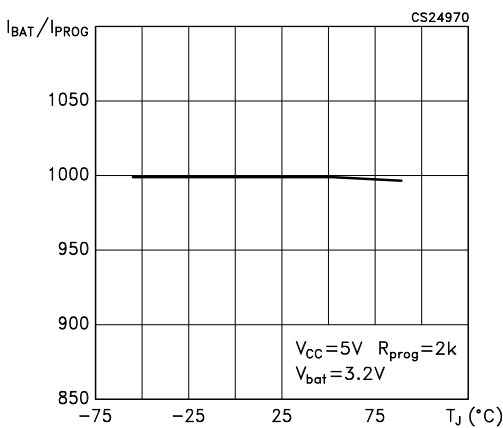


Figure 9. I_{BAT} vs V_{PROG}

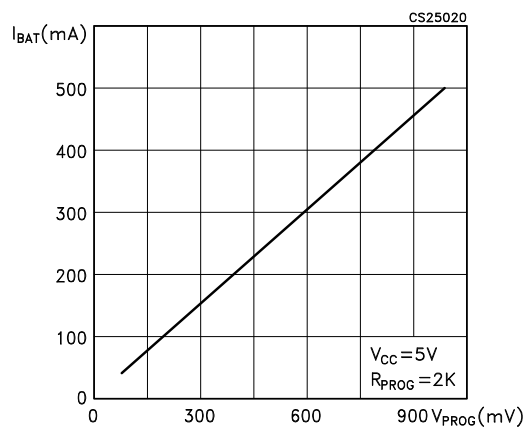


Figure 10. I_{BAT}/I_{PROG} vs V_{CC}

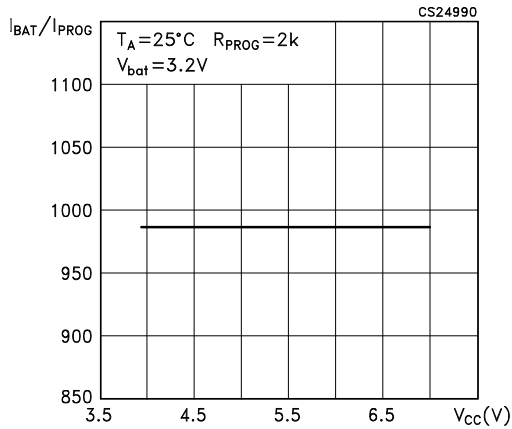


Figure 11. V_{CHRG} vs temperature (CHRG pin output low voltage)

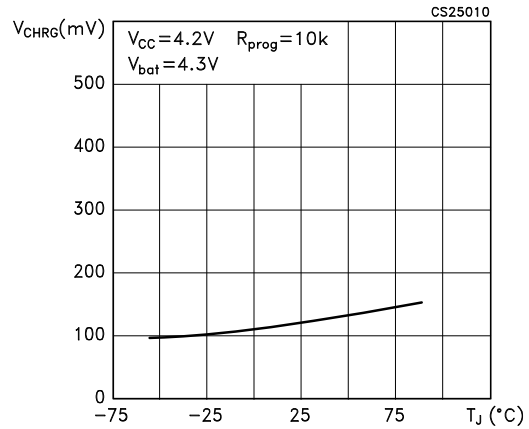


Figure 12. I_{CHRG} vs temperature (CHRG pin weak pull down current)

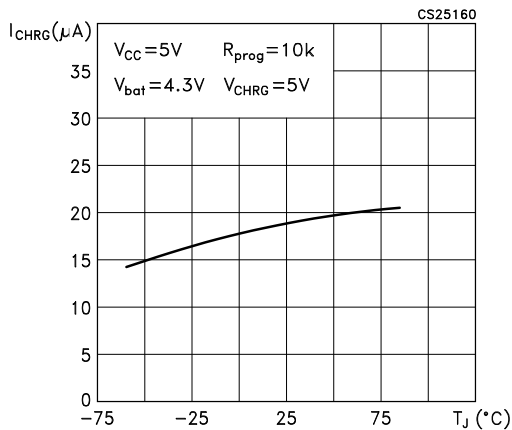


Figure 13. Power FET "ON" resistance

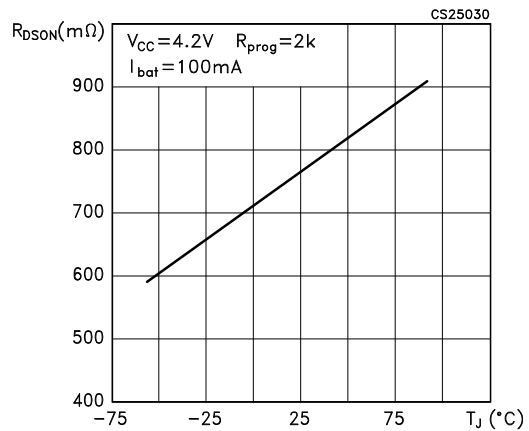


Figure 14. I_{BAT} vs V_{BAT}

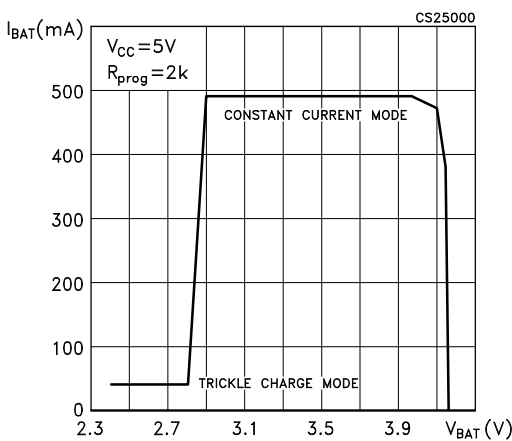
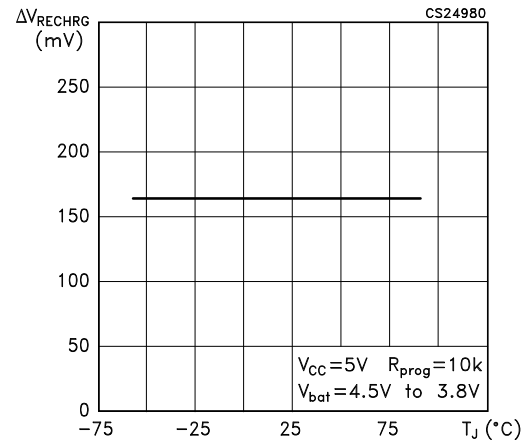


Figure 15. Recharge battery threshold voltage vs. temperature



6 Application information

The STC4054 uses an internal P-Channel MOSFET to work in constant current and constant voltage method. It is able to provide up to 800mA with a final regulated output voltage of $4.2V \pm 1\%$ in full temperature range. No blocking diode and sensing resistor are required. It is also possible to use an USB port as power supply voltage.

6.1 Charge cycle

A charge cycle begins when the voltage at the V_{CC} pin rises above the UVLO threshold level, the R_{PROG} program resistor of 1% is connected between the PROG pin to GND pin when a battery is connected to the charger output. If the battery voltage is below 2.9V, the charger enters in Trickle Charge mode. In this condition, the device supplies 1/10 of the programmed charge current to bring the battery voltage up to safe level otherwise the life of a battery is reduced. If the BAT pin voltage is higher than 2.9V the charger enters in Constant Current Mode. When the BAT pin voltage is close to the final float voltage (4.2V) the device enters in Constant Voltage Mode and the charge current begins to decrease. The charge cycle is terminated when the current drops to 1/10 of the programmed value.

6.2 V_{CC} Pin

Input Supply Voltage. This pin is used to supply the device in the range from 4.25V to 6.5V voltage. A bypass capacitor of $1\mu F$ is recommended for use. When V_{CC} value drops of 30mV of the BAT pin voltage, the device enters in Shutdown Mode, dropping I_{BAT} to less than $2\mu A$.

6.3 CHRГ pin

This is a flag open drain. It indicates three different status of the output. When the charge is in progress this pin is pulled low instead at the end of the charge cycle, a weak pull down of approximately $20\mu A$ is connected to the CHRГ pin, indicating a present supply power; if the flag is forced high impedance an under voltage condition is detected.

6.4 PROG pin

Charge Current Program, Charge Current Monitor and Shutdown Pin. The charge current is programmed by connecting a 1% resistor, R_{PROG} , to ground. When the device is charging in constant current, the value of voltage on this pin is 1.0V. In other conditions, the voltage on this pin can be used to measure the charge current using the following formula:

$$I_{BAT} = (V_{PROG}/R_{PROG}) * 1000$$

The PROG pin is used to shut down the device, disconnecting the program resistor from ground a $1\mu A$ current flows to pull the PROG pin high. If the value of this Pin is 1.21V (shutdown threshold voltage), the device enters Shutdown mode and the input supply current drops to $25\mu A$. Driving this pin to voltage beyond 2.4V a current of $35\mu A$ flows into the device from PROG pin.

6.5 Programming charge current

The R_{PROG} resistor is used to set the charge current value. The battery charge current is 1000 times the Prog pin current value. The program resistor and the charge current are calculated using the following formula:

$$R_{\text{PROG}} = 1000 \cdot V_{\text{PROG}} / I_{\text{BAT}};$$

The charge current out of the BAT pin can be monitored through the PROG pin voltage using the following equation:

$$I_{\text{BAT}} = (V_{\text{PROG}} / R_{\text{PROG}}) \times 1000$$

6.6 Charge status indicator (CHRG)

The charge status output has three different states: Strong pull-down (~10mA), weak pull-down (20 μ A) and high impedance. The strong pull-down indicates that the device is charging the battery. Weak pull-down indicates that V_{CC} meets the UVLO conditions and the device is ready to charge. The last status high impedance indicates an insufficient voltage is applied to the V_{CC} pin or the voltage on V_{CC} is less than 100mV above the BAT pin voltage.

6.7 BAT pin

Charge Current Output pin. It provides charge current to the battery and regulates the final float voltage to 4.2V. An internal precision resistor is used as a feedback loop to compare the V_{O} with the reference.

6.8 Charge termination

A charge cycle is terminated when the final float voltage is reached consequently the charge current falls to 1/10th of the programmed value. The charge is over when the PROG pin voltage falls below 100mV for longer time than t_{TERM} (~1ms). The charge current is latched off, the device enters in standby mode and the input supply current drops to 200 μ A.

6.9 Automatic recharge

The device restarts the charge cycle when the battery voltage falls below 4.05V to maintain the battery capacity value higher than 80%. During the recharge time, the CHRG pin goes low state.

6.10 Soft start

When a charge cycle starts, a internal soft start circuit minimizes the inrush current. At starting phase, the charge current ramps from zero to the full scale in a 100 μ s period time.

6.11 Thermal regulation

An internal thermal feedback loop reduces the output current if the die temperature attempts to rise above a present value of approximately 120°C. This feature protects the device from excessive temperature and allows the user to push the limits of the power handling capability of a given circuit board without risk of damaging the device.

6.12 Power dissipation

It is very important to use a good thermal PC board layout to maximize the available output current. The thermal path for the heat generated by the IC is from the die to the copper lead frame through the package leads and exposed pad to the PC board copper. The PC board copper is the heat sink. The footprint copper pads should be as wide as possible and expand out to larger copper areas to spread and dissipate the heat to the surrounding ambient. Feed through vias to inner or backside copper layers are also useful in improving the overall thermal performance of the device. Other heat sources on the board, not related to the device, must also be considered when designing a PC board layout because they will affect overall temperature rise and the maximum output current.

6.13 Stability considerations

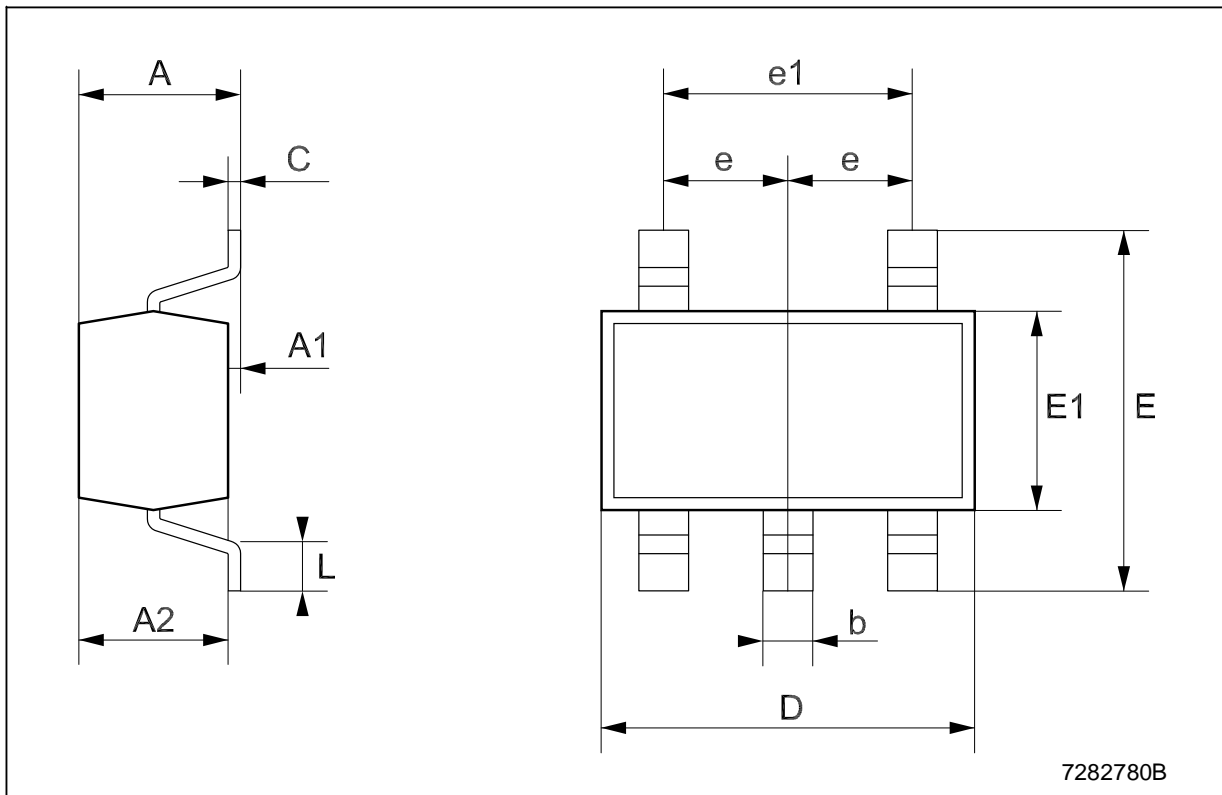
The STC4054 contains two control loops: constant voltage and constant current. The constant-voltage loop is stable without any compensation when a battery is connected with low impedance leads. Excessive lead length, however, may add enough series inductance to require a bypass capacitor of at least 1 μ F from BAT to GND. Furthermore, a 4.7 μ F capacitor with a 0.2 Ω to 1 Ω series resistor from BAT to GND is required to keep ripple voltage low when the battery is disconnected.

7 Package mechanical data

In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in ECOPACK® packages. These packages have a Lead-free second level interconnect. The category of second Level Interconnect is marked on the package and on the inner box label, in compliance with JEDEC Standard JESD97. The maximum ratings related to soldering conditions are also marked on the inner box label. ECOPACK is an ST trademark. ECOPACK specifications are available at: www.st.com.

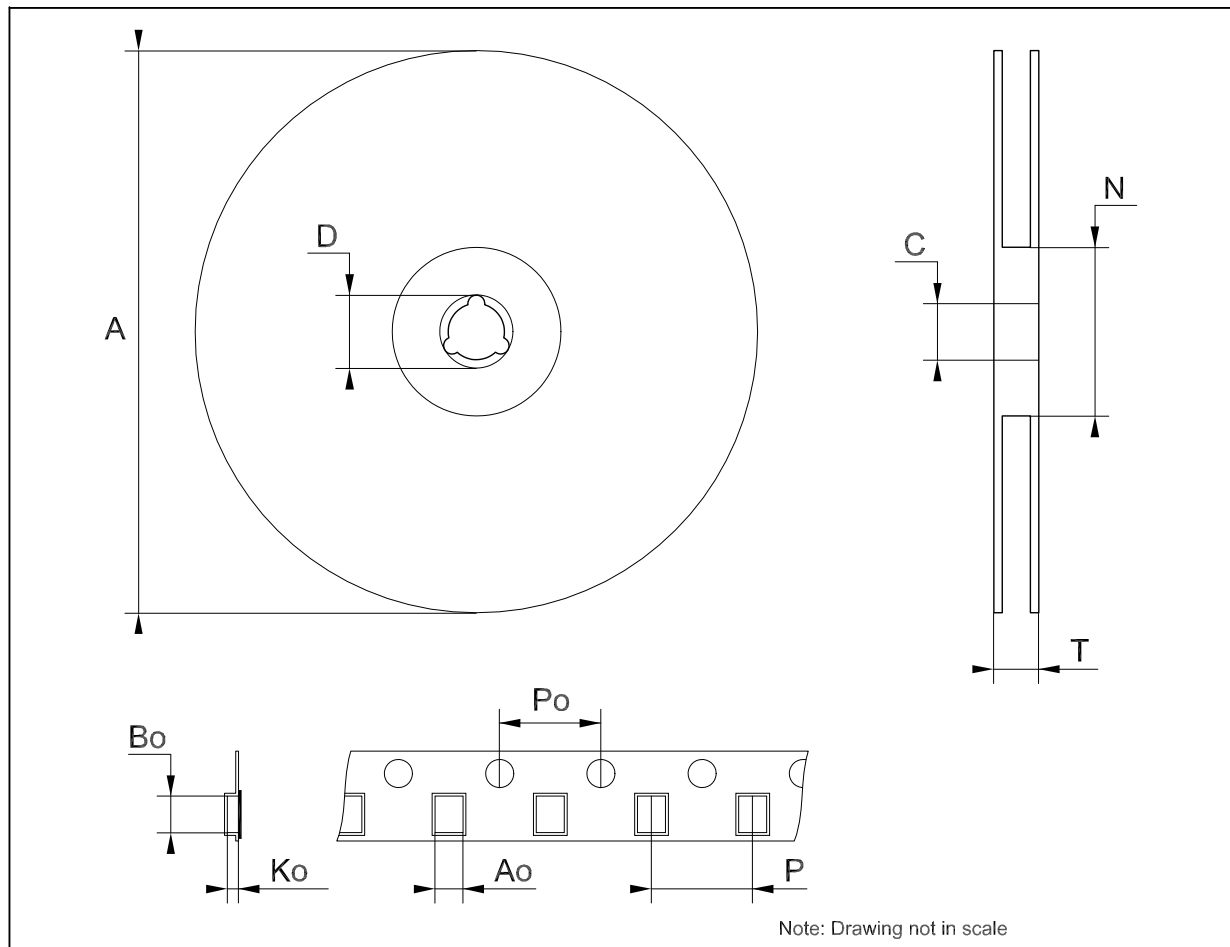
TSOT23-5L MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			mils		
	MIN.	TYP	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.1			43.3
A1	0		0.1			3.9
A2	0.7		1.0	27.6		39.4
b	0.3		0.5	11.8		19.7
C	0.08		0.2	3.1		7.9
D		2.9			114.2	
E		2.8			110.2	
E1		1.6			63.0	
e		0.95			37.4	
e1		1.9			74.8	
L	0.3		0.6	11.8		23.6



Tape & Reel SOT23-xL MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			180			7.086
C	12.8	13.0	13.2	0.504	0.512	0.519
D	20.2			0.795		
N	60			2.362		
T			14.4			0.567
Ao	3.13	3.23	3.33	0.123	0.127	0.131
Bo	3.07	3.17	3.27	0.120	0.124	0.128
Ko	1.27	1.37	1.47	0.050	0.054	0.058
Po	3.9	4.0	4.1	0.153	0.157	0.161
P	3.9	4.0	4.1	0.153	0.157	0.161



8 Revision history

Table 5. Revision history

Date	Revision	Changes
04-Sep-2006	1	Initial release.

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products. STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

UNLESS EXPRESSLY APPROVED IN WRITING BY AN AUTHORIZED ST REPRESENTATIVE, ST PRODUCTS ARE NOT RECOMMENDED, AUTHORIZED OR WARRANTED FOR USE IN MILITARY, AIR CRAFT, SPACE, LIFE SAVING, OR LIFE SUSTAINING APPLICATIONS, NOR IN PRODUCTS OR SYSTEMS WHERE FAILURE OR MALFUNCTION MAY RESULT IN PERSONAL INJURY, DEATH, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE. ST PRODUCTS WHICH ARE NOT SPECIFIED AS "AUTOMOTIVE GRADE" MAY ONLY BE USED IN AUTOMOTIVE APPLICATIONS AT USER'S OWN RISK.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.

© 2006 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America

www.st.com

ANEXO 9: *Declaración sobre derechos de Autor.*

DECLARACIÓN.

Los suscritos, **EDGAR MAURICIO PINZÓN FORERO**, estudiante de Ingeniería Electrónica de la Universidad Industrial de Santander con código de estudiante 2010743 y cédula de ciudadanía No. 91'522.814 de Bucaramanga; y **JAVIER ANDRÉS RUEDA PINEDA**, estudiante de Diseño Industrial de la Universidad Industrial de Santander con código de estudiante 2001181 y cédula de ciudadanía No. 91'507.549 de Bucaramanga.

CONSIDERANDO:

- a) Que para la obtención de sus títulos de Ingeniero Electrónico y Diseñador Industrial de la UIS respectivamente, iniciaron trabajo de grado en la modalidad de trabajo de investigación, con el proyecto inscrito bajo el título ***“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MODELO FUNCIONAL DE UN RADIO RECEPTOR FM COMPATIBLE CON EL EQUIPO TRANSMISOR “LISTEN LT – 800”***
- b) Que para dicho fin realizaron un trabajo en conjunto de carácter interdisciplinario con una duración que se extendió por más de un año en la que se llevó a cabo parte importante de la documentación de resultados y avances del proyecto.
- c) Que finalmente, por motivos personales, se decidió separar el proyecto para hacer entrega independiente del mismo en cada escuela de la Universidad Industrial de Santander, quedando la parte del proyecto concerniente al trabajo en el área de Diseño Industrial inscrita bajo el título de proyecto ***“INTERFACE FÍSICA PARA UN RADIO RECEPTOR EN FM, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN”*** y la parte del área de la Ingeniería Electrónica bajo el título original ***“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN MODELO FUNCIONAL DE UN RADIO RECEPTOR FM COMPATIBLE CON EL EQUIPO TRANSMISOR “LISTEN LT – 800”*** y
- d) Que ambos documentos de grado integran en sus contenidos, gran parte del producto del trabajo realizado en conjunto.

DECLARAMOS:

Que ambos estudiantes compartimos los derechos intelectuales de autor de los dos documentos que se entreguen en nuestras respectivas escuelas con el fin de la obtención de nuestros títulos profesionales y que por tanto no existe ningún inconveniente para ninguna de las dos partes con que se incluyan en ambos documentos apartes textuales del uno en el otro por cuanto son producto del trabajo en conjunto de ambos autores.


EDGAR MAURICIO PINZÓN FORERO
C.C. 91'522.814 de Bucaramanga


JAVIER ANDRÉS RUEDA PINEDA
C.C. 91'507.549 de Bucaramanga.