ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



# Proyecto Fin de Carrera

# Diseño, Construcción y Medida de un conversor de 70MHz a 20KHz para el proyecto "Holography System for the Deep Space Antennas" (Design, Construction and Measurement of a converter from 70MHz to 20KHz for the Project "Holography System for the Deep Space Antennas")

Para acceder al Título de

# INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Nuria Baglietto Cano

Julio – 2013

## Agradecimientos

A mis padres, porque sin ellos nada de esto hubiera sido posible. A Tomás Fernández por todas las cosas aprendidas. A Sandra Pana y Eva Cuerno por su ayuda en la construcción de los módulos.

# Índice

1. Int	roducción general					
2. De	scripción del proyecto					
2.1	Características del sistema completo					
2.1	.1 Posible configuración del sistema					
2.1	.2 Técnica utilizada para obtener las deformaciones					
2.2	Características del módulo conversor					
3. Dis	seño del sistema					
3.1	Esquema eléctrico propuesto					
3.2	Selección de componentes					
3.3	Simulación					
4. Dis	seño del PCB y Construcción					
4.1	Diseño del PCB					
4.2	Construcción					
5. Me	edidas					
6. Co	nclusiones					
7. Bil	oliografía					
Anexo:	Anexo: Hojas de características de los componentes utilizados					

## 1. Introducción general

Este proyecto fin de carrera trata de ver como es el diseño, la construcción y la posterior medida de un conversor de frecuencias. Dicho conversor trabaja con señales de frecuencia de 70MHz y las convierte a señales de 20KHz.

El conversor forma parte del proyecto "Holography System for the Deep Space Antennas" que será implementado por la empresa INDRA Espacio.

En la figura 1 se muestra un posible esquema del sistema total:



Figura 1: esquema HSDSA

El conversor es lo que en la imagen se denomina Módulo FI.

Para diseñar el conversor trabajaremos con el programa "Microwave Office" que nos permite simular el circuito electrónico propuesto y a partir de él podemos hacer las modificaciones oportunas.

Para la construcción del conversor utilizaremos el programa "P-CAD" con el que podemos diseñar el PCB donde añadiremos los componentes físicos.

Las medidas las realizaremos con los instrumentos propios de un laboratorio de microondas como pueden ser un osciloscopio o un analizador de espectros.

## 2. Descripción del proyecto

## 2.1 Características del sistema completo

Como hemos mencionado anteriormente, el conversor forma parte del sistema de holografía "Holography System for the Deep Space Antennas" (HSDSA).

El HSDSA es un sistema que medirá la estabilidad de fase mecánica de las antenas de espacio profundo (DSA: Deep Space Antennas) de la ESA (European Space Agency). El HSDSA también realizará mediciones de alta precisión de las superficies reflectoras de las DSA utilizando los datos recuperados, para el ajuste fino de la ganancia y de enfoque de la antena.

La herramienta que se utiliza para medir la estabilidad de fase eléctrica es la desviación de Allan (ADEV), que es una medida estándar para la caracterización de las inestabilidades de fase en el dominio del tiempo. El sistema MPSC (Multipurpose Highly Stable System for Ground Station Characterization) medirá la contribución de las partes mecánicas de la antena a la estación general DSA mediante ADEV.

Para las medidas de alta precisión del reflector, la técnica que se usará es la holografía coherente de microondas. Este método permite recuperar la conformación exacta del reflector y determinar los ajustes del panel y la posición del subreflector.

#### 2.1.1 Posible configuración del sistema

Una posible configuración del HSDSA [1] se muestra en la figura 1.

Como se puede ver, está formado por varios elementos:

- Módulo RF, que se encarga de convertir las señales de RF captadas por cada bocina (test y referencia) a una frecuencia intermedia (70MHz).
- <u>Módulo FI</u>, que se encarga de convertir las señales de FI (70MHz) a una frecuencia más baja (20KHz) capaz de ser procesada por el analizador de FFT. También genera un conjunto de señales de monitorización.
- Analizador de FFT, encargado de calcular la amplitud y la fase del diagrama de radiación en cada punto mediante comparación de las señales de 20KHz de test y de referencia.
- Analizador de espectros, utilizado para la puesta en marcha del sistema y para la monitorización de la radiobaliza del satélite que se observa.
- Ordenador de holografía, encargado de generar la tabla de posiciones en acimut y elevación, en función del tiempo, correspondientes al mapa a medir y transferirla al ordenador de control de antena (ACU), así como de la lectura de datos de amplitud y fase suministrados por el analizador de FFT y la lectura de datos de posición proporcionados por el ACU. También es usado para el control de los conversores de frecuencia del módulo RF y para la monitorización de la señal de test proporcionada por el módulo FI a través del detector de continuo.

E interacciona con los siguientes equipos del radiotelescopio:

- ACU, ordenador que controla el movimiento de la antena.
- Sintetizador Racal-Dana, que proporciona al módulo FI la señal de oscilador local a 69.98MHz necesaria para la conversión a 20KHz.
- Detector de continuo (unidad OAY-14), que proporciona una señal continua cuyo nivel es proporcional a la potencia de la señal de test.

### 2.1.2 Técnica utilizada para obtener las deformaciones

Como se ha mencionado al comienzo del apartado 2.1, la técnica que se utiliza para medir la amplitud y la fase del subreflector de la antena es la holografía coherente de microondas.

Para entender cómo funciona esta técnica se define a continuación a grandes rasgos qué es la holografía, cual ha sido su evolución y más concretamente se hablará de cómo utilizando la holografía coherente se corrigen las deformaciones de la antena.

### 2.1.2.1 Historia de la holografía

La holografía [2] se puede describir rápidamente como un sistema de fotografía tridimensional, sin el uso de lentes para formar la imagen.



Figura 2: Dennis Gabor (1900-1979)

El inventor de la holografía fue Dennis Gabor (1900-1981), quien en 1947 buscaba un método para mejorar la resolución y definición del microscopio electrónico, compensando por medios ópticos las deficiencias de su imagen. Gabor se propuso realizar esto mediante un proceso de registro fotográfico de imágenes al que llamo holografía, que viene del griego holos, que significa completo, pues el registro que se obtiene de la imagen es completo, incluyendo la información tridimensional.

En 1971 Gabor recibió el premio Nobel de Física por el descubrimiento del método holográfico y su desarrollo ulterior.

El método que ideó Gabor consistía en dos pasos. En el primero, una onda coherente ilumina el objeto y se dispersa un campo hacia un detector. Una parte de la onda luminosa que pasa por el objeto ilumina también la placa fotográfica para producir un patrón de interferencia/difracción que la placa registra. En el segundo paso se forma la imagen cuando el registro desarrollado en la placa fotográfica, un holograma, se ilumina con luz coherente. El holograma difracta dos ondas, una proporcional a los campos del objeto y otra proporcional con su complejo conjugado. Ambas ondas forman imágenes, pero pueden superponerse y oscurecerse entre sí.

Así quedaron establecidas las bases de la holografía. Aunque con el tiempo la técnica se fue mejorando por diferentes investigadores. En 1950 Gordon Rogers exploró la técnica de Gabor, obteniendo una idea mucho más clara de los principios ópticos que estaban en juego. Dos años más tarde, en 1952, Ralph Kirkpatrick y sus dos estudiantes, Albert Baez y Hussein El-Sum, se interesaron en la holografía y contribuyeron a ampliar los conocimientos sobre ella. El-Sum produjo la primera tesis doctoral en holografía. Adolph Lomann aplicó por primera vez en Alemania las técnicas de la teoría de la comunicación a la holografía, y como consecuencia

sugirió lo que ahora se conoce como el "método de banda lateral sencilla", para separar las diferentes imágenes que se producían en el holograma. Así, los conocimientos sobre holografía avanzaban cada vez más, pero en todos estos estudios el obstáculo principal era la falta de fuentes de luz coherentes suficientemente brillantes.

Desconociendo totalmente los trabajos sobre holografía, Emmett N. Leith [3], un investigador en ingeniería eléctrica de la Universidad de Michigan, buscaba en 1956 un método para registrar y mostrar gráficamente la forma de onda de las señales de radar, usando técnicas ópticas. En 1960, cuando ya prácticamente tenía la solución a su problema, se enteró de los trabajos de Gabor y de sus sucesores, dándose así cuenta de que en realidad había redescubierto la holografía. A partir de entonces el objetivo de esos trabajos fue perfeccionar el método. La solución que encontró Leith, con la colaboración de su colega Juris Upatnieks, eliminaba el principal problema de la holografía de Gabor, de que no solamente se producía una imagen del objeto deseado sino dos, una real y una virtual, que mezcladas entre sí y con la luz incidente producían una imagen muy difusa. La técnica inventada por Emmett N Leith y Juris Upatnieks resuelve el problema, pues encuentra la forma de separar estas imágenes. Como además ya existía el láser de gas, los resultados encontrados en poco tiempo fueron impresionantes. Los logros de Leith y Upatnieks se publicaron en los años 1961 y 1962. Desde entonces la holografía creció rápidamente.



El método inventado por Leith y Upatnieks para hacer los hologramas consiste primeramente en la iluminación con el haz luminoso de un láser, del objetivo cuya imagen se quiere registrar. Se coloca después una placa fotográfica en una posición tal que a ella llegue la luz tanto directa del láser, o reflejada en espejos planos, como la que se refleja en el objeto cuya imagen se debe registrar (Figura 3). Al haz directo que no proviene del objeto se le llama haz de referencia y al otro se le llama haz del objeto. Estos dos haces luminosos interfieren al coincidir sobre la placa fotográfica. La imagen que se obtiene después de revelar la placa es un patrón de franjas de interferencia. Esta es una complicada red de líneas similares a las de una rejilla de difracción, pero bastante más complejas pues no son rectas, sino muy curvas e irregulares.

Figura 3: creación del holograma

Ya revelado el holograma, para reconstruir la imagen se coloca éste frente al haz directo del láser, en la posición original donde se colocó para exponerlo, como se ilustra en la figura 4. La luz que llega al holograma es entonces difractada por las franjas impresas en el holograma, generando tres haces luminosos. Uno de los haces es el que pasa directamente sin difractarse, el cual sigue en la dirección del haz iluminador y no forma ninguna imagen. El segundo haz es difractado y es el que forma una imagen virtual del objeto en la misma posición donde estaba al tomar el holograma. El tercer haz también es difractado, pero en la dirección opuesta al haz anterior con respecto al haz directo. Este haz forma una imagen real del objeto. Estos tres haces son los que se mezclaban en los hologramas de Gabor.

Observando a través del holograma como si fuera una ventana, se ve la imagen tridimensional del objeto (la imagen virtual) en



Figura 4: reconstrucción de la imagen

el mismo lugar donde estaba el objeto originalmente. La imagen es tan real que no sólo es tridimensional o estereoscópica, sino que además tiene perspectiva variable, dentro de los límites impuestos por el tamaño del holograma. Así, si nos movemos para ver el objeto a través de diferentes regiones del holograma, el punto de vista cambia como si el objeto realmente estuviera ahí.

#### 2.1.2.2 Aplicaciones de la holografía

Las aplicaciones de la holografía son muy diversas [4], ya que puede ser utilizada como una herramienta de exhibición, de medida, como almacén de información o incluso como un dispositivo de seguridad. Se detalla a continuación:

• La holografía de exhibición

Ésta es la aplicación más frecuente y popular de la holografía. Es muy conocida, por ejemplo, la exhibición que hizo una famosa joyería de la Quinta Avenida de Nueva York, donde por medio de un holograma sobre el vidrio de un escaparate se proyectaba hacia la calle la imagen tridimensional de una mano femenina, mostrando un collar de esmeraldas. La imagen era tan real que provocó la admiración de muchísimas personas, e incluso temor en algunas. Se dice que una anciana, al ver la imagen, se atemorizó tanto que comenzó a tratar de golpear la mano con su bastón, pero al no lograrlo, corrió despavorida.

Una aplicación que se ha mencionado mucho es la de la exhibición de piezas arqueológicas o de mucho valor en museos. Esto se puede lograr con tanto realismo que sólo un experto podría distinguir la diferencia.

Otra aplicación que se ha explorado es la generación de imágenes médicas tridimensionales, que no pueden ser observadas de otra manera. Como ejemplo, el trabajo desarrollado en Japón por el doctor Jumpei Tsujiuchi. El primer paso en este trabajo fue obtener una serie de imágenes de rayos X de una cabeza de una persona viva. Estas imágenes estaban tomadas desde muchas direcciones, al igual que se hace al tomar una tomografía. Todas estas imágenes se sintetizaron en un holograma. El resultado fue un holograma que al ser iluminado con una lámpara ordinaria producía una imagen tridimensional del interior del cráneo. Esta imagen cubre 360 grados, pues el holograma para observar cualquier detalle que desee. La imagen es realmente impresionante si se considera que se está viendo el interior del cráneo de una persona viva, que obviamente puede ser el mismo observador.

Otra aplicación natural es la obtención de la imagen tridimensional de una persona. Esto se ha hecho ya con tanto realismo que la imagen es increíblemente natural y bella. Sin duda ésta es la fotografía del futuro. Lamentablemente, por el momento es tan alto el costo, sobre todo por el equipo que se requiere, que no se ha podido comercializar y hacer popular.

• La holografía como instrumento de medida

La holografía es también un instrumento muy útil para efectuar medidas sumamente precisas.

La utilidad de la holografía proviene del hecho de que mediante ella es posible reconstruir un frente de onda de cualquier forma que se desee, para posteriormente compararlo con otro frente de onda generado en algún momento posterior. De esta manera es posible observar si el frente de onda original es idéntico al que se produjo después, o bien si tuvo algún cambio. Esto permite determinar las deformaciones de cualquier objeto con una gran exactitud, aunque los cambios sean tan pequeños como la longitud de onda de la luz.

Un ejemplo de esta aplicación de la holografía es la llamada holografía en microondas que detallaremos más adelante, ya que se trata del tipo de holografía que utiliza el sistema HSDSA.

• La holografía como almacén de información

La holografía también es útil para almacenar información. Ésta se puede registrar como la dirección del rayo que sale del holograma, donde diferentes direcciones corresponderían a diferentes valores numéricos o lógicos. Esto es particularmente útil, ya que existen materiales holográficos que se pueden grabar y borrar a voluntad, de forma muy rápida y sencilla. Con el tiempo, cuando se resuelvan algunos problemas prácticos que no se ven ahora como muy complicados, será sin duda posible substituir las memorias magnéticas o las de estado sólido que se usan ahora en las computadoras, por memorias holográficas.

#### • La holografía como dispositivo de seguridad

Hacer un holograma no es un trabajo muy simple, pues requiere en primer lugar de conocimientos y en segundo lugar de un equipo que no todos poseen, como láseres y mesas estables. Esto hace que los hologramas sean difíciles de falsificar, pues ello requeriría, además, que el objeto y todo el proceso para hacer el holograma fueran idénticos, lo que obviamente en algunos casos puede ser imposible. Por ejemplo, el objeto puede ser un dedo con sus huellas digitales. Esto hace que la holografía sea un instrumento ideal para fabricar dispositivos de seguridad.

Un ejemplo es el de una tarjeta para controlar el acceso a ciertos lugares en los que no se desea permitir libremente la entrada a cualquier persona. La tarjeta puede ser tan sólo un holograma con la huella digital de la persona. Al solicitar la entrada al lugar con acceso controlado, se introduce la tarjeta en un aparato, sobre el que también se coloca el dedo pulgar. El aparato compara la huella digital del holograma con la de la persona. Si las huellas no son idénticas, la entrada es negada. De esta manera, aunque se extravíe la tarjeta, ninguna otra persona podría usarla.

Otro ejemplo muy común son los pequeños hologramas prensados que tienen las nuevas tarjetas de crédito. Estos hologramas, por ser prensados, son de los más difíciles de reproducir, por lo que la falsificación de una tarjeta de crédito se hace casi imposible. Si alguien con los conocimientos y el equipo quisiera falsificar estos hologramas lo podría hacer, pero su costo sería tan elevado que sería totalmente incosteable, a menos que lo hiciera en cantidades muy grandes a fin de que el costo se repartiera.

#### 2.1.2.3 Holografía de microondas

Nos centraremos en la holografía de microondas como herramienta para detectar y corregir las deformaciones de las antenas ya que es el modo en el que se emplea la holografía en el sistema HSDSA.

La holografía de microondas deduce el estado de la superficie del reflector de la antena a partir de medidas de las propiedades electromagnéticas de dicha antena, realizadas con la ayuda de una fuente de radiación electromagnética. Esta fuente puede ser natural: planetas, estrellas,... o artificial: transmisores terrestres o satélites de comunicaciones. Se mide el diagrama de radiación, y a partir de él se obtiene la distribución de campo electromagnético en la apertura de la antena, mediante una relación de la transformada de Fourier. Las deformaciones de la superficie del reflector están directamente relacionadas con la fase de dicho campo.

Como ya se ha mencionado en apartados anteriores el método que utiliza en HSDSA para corregir las deformaciones de la antena es la holografía coherente. La tarea principal de esta técnica es determinar cuál es el estado de la superficie del reflector principal y qué correcciones hay que realizar sobre los elementos de sujeción de los paneles para obtener la máxima ganancia en la antena.

#### Holografía coherente o interferométrica

Esta técnica mide la amplitud y la fase del diagrama de radiación del radiotelescopio con ayuda de una antena y receptor de referencia, sin el cual no sería posible la medida de la fase [5].

El sistema de medida consta de un receptor de 2 canales: de señal y de referencia; y de un analizador de FFT. Como radiofuente se tomará la señal de un satélite geoestacionario ya que su SNR es mayor que las de otras radio-fuentes naturales.

El receptor tendrá dos antenas de bocina: de señal y de referencia. La antena de señal recogerá la radiación que se refleje en el subreflector. La función de la antena de referencia será suministrar una referencia de amplitud y de fase de la medida, para lo cual la amplitud y fase de su diagrama de radiación deben de ser constantes en todo el rango angular del mapa que se va a medir.

Este receptor doble convertirá las señales captadas por cada una de las antenas, en señales a frecuencia más baja para el que el analizador de FFT pueda procesarlas. En cada punto del mapa se medirá la amplitud y la fase del diagrama resultante de multiplicar el diagrama de radiación del radiotelescopio por el conjugado del diagrama de radiación de la antena de referencia. El diagrama resultante de dicha multiplicación será muy aproximado al diagrama del radiotelescopio.

El ruido térmico del sistema de medida y los errores de puntería limitan la precisión de la medida alcanzable con esta técnica.

La técnica de holografía coherente permite diagnosticar posibles aberraciones en la antena, como el astigmatismo, ya que se pueden hacer las medidas a diferentes ángulos de elevación de la antena.

Ahora, se necesita obtener el campo de apertura, para ello se somete a un FFT al diagrama de radiación obtenido anteriormente [6].

A los campos de apertura se les eliminan las aberraciones que pueda tener en la fase. Estas aberraciones básicamente son errores de puntería y desenfoque. Cuando se han eliminado las aberraciones del mapa de fase, quedará un mapa de fase independiente de la frecuencia y solamente poseerá información sobre deformaciones mecánicas.

Para corregir los errores solamente queda calcular el desplazamiento que hay que realizar sobre cada panel de la superficie.

## 2.2 Características del módulo conversor

El elemento que desarrollaremos en este proyecto es el *Módulo FI*, que como se ha citado anteriormente, se trata de un conversor de señales de 70MHz a señales de 20KHz down-conversion (IF-DC).

Dicho conversor está compuesto por dos módulos idénticos y cuyas características principales se describen a continuación:

Parámetro	Valor					
Tipo de Conversión	Fix frequency					
Frecuencia de entrada	70 MHz					
Ancho de banda de entrada	7 KHz (según filtros de ancho de banda 4 MHz y 7 KHz)					
Nivel de potencia a la entrada	-27 dBm					
Figura de ruido	<6dB					
Frecuencia a la salida	20 KHz					
Nivel a la salida	+5 dBm sobre 50 Ω y 1.1 Vp-p sobre 100 MΩ					
Ganancia lineal	32 dB					
Punto de compresión 1 dB CP	+ 15 dBm (TBC)					
Impedancias (todos los puertos)	50 ohms					
Frecuencia externa LO	69,98 MHz					
Nivel de potencia LO externa	+ 7 dBm					
Niveles de acoplo en los puntos de test: - RF test port: - IF test port:	10 dB (TBC) 10 dB (TBC)					
Dimensiones mecánicas	TBD					
Conectores: > RFin > OLin > IFout > RF_TP > IF_TP > DC	<ul> <li>SMA (f)</li> <li>SMA (f)</li> <li>SMA (f)</li> <li>SMA (f)</li> <li>SMA (f)</li> <li>TBD</li> </ul>					
Fuente de alimentación	+ 15 VDC@TBD mA + 5 VDC@TBD mA					

Tabla 1: Especificaciones eléctricas del conversor a construir

## 3. Diseño del sistema

### 3.1 Esquema eléctrico propuesto

El esquema eléctrico propuesto es el siguiente:



Figura 5: esquema eléctrico del módulo conversor

Como vemos en la figura 5 los dos módulos son completamente iguales. Las zonas resaltadas son las que se corresponde con cada módulo y es la parte a implementar en este proyecto.

Por señales de entrada tendremos la señal de 70MHz, que será la señal de entrada en cada módulo, y la señal de entrada al oscilador local. Las señales de salida serán las dos de 20KHz de cada módulo, dos señales de test o monitorización por módulo (una de 70MHz y otra de 20KHz), así como otra señal de test de la salida del oscilador local, haciendo un total de siete señales de salida.

#### 3.2 Selección de componentes

En este apartado explicaremos los distintos componentes que forman cada módulo y los motivos de la elección de cada uno de ellos.

#### Acoplador direccional para la obtención de la señal de test de 70MHz

La función principal de este componente es obtener una muestra de la señal de entrada al módulo conversor, con un nivel de acoplo de 10dB. Teniendo en cuenta que es el primer elemento en la cadena conversora, es el que va a marcar fundamentalmente la figura de ruido de

la misma<sup>1</sup>[7]. Atendiendo a este criterio, el de minimizar la figura de ruido total, este componente además de un nivel de acoplo de 10dB deberá presentar el menor nivel de pérdidas de inserción, ya que son estas pérdidas las que contribuyen de manera mayoritaria a la figura de ruido total. Por estos motivos se ha elegido el acoplador direccional JDC-10-2 de Minicircuits. Las características eléctricas de este componente son:

Componente: JDC-10-2 Fabricante: Minicircuits Acoplo: 10 dB (nom) Banda Frecuencial de operación: 5 - 750MHz Pérdidas de inserción: 1.0 dB (nom) Directividad: 20dB (nom) VSWR: 1.13 (nom) Potencia de entrada: 1W (max)

#### Filtro centrado en 70MHz, ancho de banda de 4 MHz

Este primer filtro es el responsable de conformar el canal de entrada, eliminando cualquier señal indeseada presente en el terminal de entrada del módulo conversor. Dadas las especiales características del módulo conversor, que requieren de altos niveles de pureza espectral, se ha optado por elegir un filtro paso banda SF070040A de Filtronetics. Las características fundamentales de este filtro se resumen en la tabla 2.

*Componente:* SF070040A *Fabricante:* Filtronetics

Cabe destacar que con un ancho de banda 3 dB, centrado en 4 MHz, obtenga una atenuación fuera de banda mejor que 40 dB en un ancho de banda de 8 MHz, con la misma frecuencia central.

Parameter	Unit	Min.	Тур.	Max.		
Center Frequency	MHz	69.80	70.00	70.20		
Insertion Loss	dB	-	8.00	9.50		
1dB Bandwidth	MHz	3.40	3.60	-		
3dB Bandwidth	MHz	4.00	4.45	-		
40dB Bandwidth	MHz	-	7.18	8.00		
Passband Ripple	dB	-	0.90	1.00		
Group Delay Variation	p-p	-	190	220		
Ultimate Attenuation: 10-64.5MHz & 74-140MHz	dB	40	43	-		
Package	mm³	13.3 x 6.5 x 2.0				
In/Out Return Impedance	Ω	50 Ω Single				
Temperature Coefficient	ppm/C°	-94				

Tabla 2: características generales del filtro SF070040A

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> La fórmula de Friis dice:  $f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 \cdot g_2} + \frac{f_4 - 1}{g_1 \cdot g_2 \cdot g_3} + \cdots$  siendo  $f_1$  la figura de ruido que más influye, y en el caso que aquí se está tratando corresponde con la del acoplador direccional.

#### Amplificador de RF (70 MHz)

La misión fundamental de este amplificador es aportar ganancia a la total necesaria en el módulo y, de forma colateral, reducir la figura de ruido que presentará el módulo conversor. Si bien es cierto que la figura de ruido total del conversor va a venir fijada prácticamente por las pérdidas de inserción del acoplador direccional y el filtro paso banda de RF, el hecho de añadir un amplificador en este punto, con una ganancia elevada, permite minimizar la influencia de las pérdidas de los restantes componentes de la cadena de RF (amplificador y mezclador) [8]. Sus características principales son:

Componente: PSA4-5043+ Fabricante: Minicircuits Rango de frecuencias: 0.05 – 4 GHz Figura de ruido: 0.75 dB a 1 GHz IP3: Hasta 33.5 dBm a 1 GHz Punto de compresión 1dB: Hasta +21 dBm Ganancia: 18.4 dB a 1 GHz Polarización: +5V, Id=56mA

En la figura 6 se muestra un esquema de polarización propuesto y en la figura 7 un esbozo del componente:



Figura 6: esquema de polarización PSA4-5043+



Figura 7: PSA4-5043+

#### Filtro centrado en 70MHz, ancho de banda 7 KHz

Aunque pudiera parecer que el filtro centrado en 70MHz y con un ancho de banda de 4 MHz rechaza de forma adecuada cualquier señal no deseada, se ha detectado una potencial fuente de interferencias, como resultado de la configuración del módulo conversor. Este presenta una salida de interés centrada en 20KHz, aunque el detector A/D conectado a la salida del conversor realmente realiza un proceso de muestreo desde DC hasta señales que estén próximas a la señal de RF (70 MHz) por encima de la misma, en el proceso de conversión podrían caer en la banda frecuencial de DC hasta 20 KHz, entrando en el ancho de banda del conversor A/D. La forma de

eliminar estas posibles componentes consiste en utilizar un filtro muy estrecho, centrado en 70 MHz, que elimine cualquier banda lateral próxima a la señal de interés con el mayor nivel de rechazo posible. Para esta misión, se ha elegido un filtro a Cristal de Filtronetics (FN-1775WZ). En la tabla 3 se muestran sus características fundamentales.

Filter Type	Xtal Band Pass					
Center Frequency (Fc)	70 MHz					
Insertion Loss:	5.0 dB Max					
Ripple:	1.0 dB Max					
3 dB Bandwidth:	±3.5 KHz Min					
30 dB Bandwidth:	20 KHz Max					
60 dB Bandwidth:	30 KHz Max					
Impedance:	50 Ohms (IN & OUT)					
Operating Temperature:	+15°C to 35°C					
RoHS Compliant	NO					

Tabla 3: características generales del filtro FN-1775WZ

Obsérvese que este filtro es capaz de rechazar una señal que se encuentre a una distancia de 10 KHz de la frecuencia central (70 MHz) un mínimo de 30 dB, y 60 dB una señal separada 15 KHz de la misma frecuencia central.

#### Mezclador

Para realizar la conversión desde 70 MHz hasta 20 KHz, se ha elegido el mezclador LRMS-1W de Minicircuits. Este dispositivo es un mezclador de Nivel 7 (Potencia de Oscilador Local 7 dBm), lo que garantiza un margen de potencia de oscilador más que aceptable considerando la potencia que proporciona el PLL que se va a utilizar (+13 dBm) y que hay que dividir esta señal entre los dos módulos conversores que se van a construir (Potencia de Oscilador Local=+10dBm máximo para cada uno de ellos).

Las características fundamentales de este mezclador se indican a continuación y en la tabla 4:

*Componente:* LRMS-1W *Fabricante:* Minicircuits *Potencia de OL:* + 7 dBm *Pérdidas de conversión:* 5.83 dB

FREQUENCY (MHz) CONVERSION LOSS (dB)			LO-RF ISOLATION (dB)					LO-IF ISOLATION (dB)										
	LO/RF f <sub>L</sub> -f <sub>u</sub>	IF	x N	lid-Ba m σ	nd Max.	Total Range Max.	I Tvp.	_ Min.	l Typ.	M Min.	l Typ.	J Min.	l Typ.	- Min.	l Typ.	M Min.	l Typ.	U Min.
	2-750	DC-750	5.83	.21	7.5	8.5	70	45	45	28	38	22	60	45	40	25	30	20
1 dB COMP: +1 dBm typ. L = low range [f, to 10 f] M = mid range [10 f, to f,/2] U = m= mid band [2t, to f,/2]						upper r	ange [f <sub>u</sub>	/2 to f <sub>u</sub> ]										

Tabla 4: características generales del mezclador LRMS-1W

En una pequeña explicación teórica [9] vemos como el mezclador al trabajar con las señales de Rf=70MHz y OL=69,98MHz devuelve a la salida una señal de 20KHz.



Figura 8: mezclador

Un mezclador nos permite realizar una traslación o conversión en frecuencia mediante la ayuda de una señal auxiliar de oscilador local.

En una aproximación se puede considerar que un mezclador es como un multiplicador de señales.

De esta manera quedará que la señal de If=Rf·OL.

Si consideramos que la señal de Rf es una señal paso banda,  $V_{Rf}(t) = A_{Rf}(t) \cdot cos[\omega_{Rf} \cdot t + \phi_{Rf}(t)]$  y se tiene en cuenta que la señal de OL es una señal de onda continua,  $V_{OL}(t) = A_{OL}(t) \cdot cos[\omega_{OL} \cdot t + \phi_{OL}]$  tendremos a la salida:

$$V_{If}(t) = V_{Rf}(t) \cdot V_{OL}(t)$$
  
=  $\frac{A_{Rf}(t) \cdot A_{OL}(t)}{2} \cdot cos[(\omega_{Rf} - \omega_{OL}) \cdot t + \phi_{Rf}(t) - \phi_{OL}] + \frac{A_{Rf}(t) \cdot A_{OL}(t)}{2}$   
 $\cdot cos[(\omega_{Rf} + \omega_{OL}) \cdot t + \phi_{Rf}(t) + \phi_{OL}]$ 

Siendo  $f_{Rf} = 70MHz$  y  $f_{OL} = 69,98MHz$ , las frecuencias a la salida serán:



El espectro que se muestra en la figura 9 se obtiene, teóricamente, porque a la entrada del mezclador se encuentra el filtro de banda estrecha y permite que solamente entre al mezclador la señal de 70MHz. Así sólo se mezcla lo que es de interés, y a la salida se consigue la señal de 20KHz sin espurios cerca de ella y disponible para ser filtrada.

#### Amplificador 20 KHz

Puesto que la frecuencia de salida del módulo es 20 KHz, para amplificar la señal a esta frecuencia se ha optado por utilizar un amplificador de audio, en particular el modelo LM386N-1 de National Semiconductor. Sus características son:

*Componente:* LM386N-1 *Fabricante:* National Semiconductor *Ganancia en Voltaje:* de 20 hasta 200 Baja Distorsión Bajo Consumo

En la figura 10 se muestra una imagen de cómo es el componente:



Figura 10: amplificador LM386N-1

#### Filtro Paso Bajo con frecuencia de corte 30 KHz

Como en los casos anteriores, se ha recurrido al fabricante Filtronetics para obtener un filtro paso bajo que, dejando pasar la banda de interés, presente una atenuación adecuada a frecuencias próximas (por ejemplo 40 KHz). De esta forma se ha elegido el filtro LC con referencia FN-4317. En la tabla 5 se presentan las características fundamentales del mismo.

Filter Type	LC Low Pass				
Center Frequency (Fo)	30KHz				
Insertion Loss:	1dB Max				
Pass Band Ripple:	1dB Max				
Attenuation: @ 30KHz: @ 40KHz:	3dB Max 60dB Min				
Input Power:	0dBm Max				
Impedance:	*50 Ohms (Available in higher Ohms)				
Operating Temperature:	-10 to +40°C				
Workmanship:	J-STD-001				
RoHS Compliant	NO				

Tabla 5: características generales del filtro FN-4317

#### Acoplador para la obtención de una muestra de la señal a 20 KHz

Dado que el valor de la frecuencia de operación de este acoplador de señal es lo suficientemente bajo como para imposibilitar el uso de estructuras en línea, se ha optado por implementar una estructura resistiva [10], cuyo esquema se presenta en la figura 11:



Figura 11: acoplador de salida

Esta estructura permite fijar el nivel de acoplo entre las puertas 1 y 3, en función del valor de las resistencias que forman parte del circuito. Con los valores de resistencia que se muestran se obtienen las figuras de mérito que se presentan en la siguiente tabla:

Tipo de Acoplador	Resistivo
Pérdidas de Inserción	4 dB máximo
Rizado en Banda	
Acoplo @ 20 KHz	11 dB máximo
Adaptación en todas las puertas	Mejor que 30 dB
Impedancia de Entrada / Salida	50 hm

Tabla 6: características generales del acoplador de salida

### 3.3 Simulación

Una vez que conocemos las características de los componentes que compondrán los módulos podemos simularlos para ver si el sistema cumple con las especificaciones requeridas.

Para llevar a cabo todas las simulaciones se ha utilizado el simulador Microwave Office. Los filtros se han modelado mediante filtros prototipo que se ajustan a las características proporcionadas por el fabricante. De la misma manera, para los amplificadores y mezcladores se han utilizado los modelos no lineales que proporciona el simulador Microwave Office para este tipo de dispositivos.

El circuito completo se muestra en la figura 12:





Antes de analizar las simulaciones y con ello el comportamiento del módulo conversor completo, veremos cómo se comporta cada dispositivo en solitario.

#### Acoplador direccional para la obtención de la señal de test de 70MHz

En la simulación de este dispositivo se han utilizado los datos de los parámetros S que proporciona el fabricante. El circuito con el que se ha llevado a cabo la simulación es el siguiente:



Figura 13: esquema para la simulación del acoplador direccional

#### Y los datos obtenidos son:



Figura 14: espectro de las señales de salida del acoplador direccional

Como se aprecia en la figura 14, el acoplador devuelve dos señales a la misma frecuencia pero con 8,7748dB de diferencia. Se puede ver que la salida 3, que será la salida del módulo denominada 'RF Test port 1', es la que tiene un acoplo 10dB, aproximadamente, menor que la salida 2 que será la señal que continúe en el siguiente componente del conversor.



Figura 15: adaptaciones del acoplador direccional

En la figura 15 se observa que la adaptación tanto a la entrada como a la salida es inferior de 20 dB, lo que nos muestra que el acoplador está bien adaptado a la entrada y a las salidas. Cabe destacar que en la salida 2, que es la que continúa en el circuito del conversor, la adaptación es muy buena,  $\approx$ -37dB.

#### Filtro centrado en 70MHz, ancho de banda de 4 MHz

Para simular todos los filtros se han utilizado filtros prototipo que nos permiten ajustar las características que ofrecen los filtros reales. Así, como vemos en la figura 16, se puede apreciar cómo se han ajustado las pérdidas mediante un atenuador y el tipo de filtro (paso bajo, paso banda, paso alto) eligiendo el filtro Butterworth y dándole los datos del ancho de banda.



Figura 16: esquema de simulación para el filtro SF070040A

Los resultados son:



Figura 17: espectro simulado del filtro SF070040A

En la figura 17 se ve como el filtro está centrado en 70MHz y en ese mismo punto atenúa 8dB a la señal que pase por él. También vemos que el paso es de 4MHz.

#### Amplificador de RF (70 MHz)

En la simulación del amplificador que trabaja en 70MHz de frecuencia, se ha utilizado la configuración que el fabricante aporta en la hoja de características. Por ello se ha colocado en la entrada del amplificador una capacidad de 10nF, y a la salida otra capacidad, en este caso de 7,3pF. Estas dos capacidades hacen que, dependiendo de sus valores, se obtenga una ganancia u otra, y así podemos ajustarlo a lo que requiere el sistema completo.



Figura 18: esquema de simulación del amplificador PSA4-5043+

Los resultados de la simulación son:



Figura 19: salida y adaptación a la entrada del amplificador PSA4-5043+

Se observa en la figura 19, que la ganancia del amplificador a la frecuencia de trabajo, 70MHz, es de 15,38dB. Esta ganancia es suficiente para permitir minimizar la influencia de las pérdidas del resto de los componentes del conversor.

También vemos que la adaptación a la entrada es algo menor de -10dB que tratándose de un amplificador no está mal.

#### Filtro centrado en 70MHz, ancho de banda 7 KHz

Este filtro es el que tiene una importancia mayor ya que va a evitar que entren al mezclador señales a frecuencias no deseadas.

Como se observa en la figura, se ha creado de igual manera que el anterior.



Figura 20: esquema de simulación del filtro FN-1775WZ

Los resultados se muestran a continuación:



Figura 21: espectro simulado del filtro FN-1775WZ

Se puede ver, en la figura 21, que el espectro está centrado en 70MHz. También se ve que el ancho de banda 3dB es de 7KHz aproximadamente, y que es de unos 14KHz el ancho de banda 30dB.

#### Mezclador

El mezclador se ha simulado con las mismas características que disponemos del mezclador real. La potencia de entrada que se ha elegido ha sido de -10dBm para que en los resultados se aprecien mejor los valores.



Figura 22: esquema de simulación del mezclador LRMS-1W

Los resultados han sido:



Figura 23: señales de entrada al mezclador LRMS-1W

La figura 23 muestra las señales que le entran al mezclador. En el módulo conversor, no entrarían todas estas muestras al mezclador ya que primero se filtra la señal con el filtro que se acaba de describir.

En la figura 24 se refleja la salida del mezclador. Podemos ver con claridad que hay una única muestra en la frecuencia de interés, 20KHz, que posteriormente será filtrada con facilidad al no tener espurios cercanos.



Figura 24: espectro de salida del mezclador LRMS-1W

#### Amplificador 20 KHz

Para simular este amplificador se ha utilizado un modelo no lineal al que se le han ajustado sus características con las hojas de características del modelo real, LM386N-1.



Figura 25: esquema de simulación del amplificador LM386N-1

Los datos devueltos por la simulación son:



Figura 26: espectros de la señal de salida y de las adaptaciones del amplificador LM386N-1

Se puede ver en la figura 26, que la ganancia del amplificador es constante en toda su zona de trabajo, G=33dB.

También observamos que la adaptación tanto a la entrada como a la salida es muy buena.

#### Filtro Paso Bajo con frecuencia de corte 30 KHz

El siguiente filtro nos filtra la señal que sale del mezclador consiguiendo así tener en la salida solamente la señal de 20KHz que es la que nos interesa. Como se observa en la figura 27 se ha creado con un atenuador y en vez de con un filtro Butterworth como en los dos anteriores, el filtro es paso bajo con frecuencia de corte en 30KHz.



Figura 27: esquema de simulación del filtro FN-4317

#### Los resultados son:



Figura 28: espectro simulado y adaptación de entrada del filtro FN-4317

Vemos en la figura 28 como el ancho de banda es de 30KHz. A medida que va aumentando la frecuencia se aprecia como la forma de onda del filtro va cayendo impidiendo así que se filtren las señales no deseadas.

También se ve que la adaptación a la entrada es de unos -9dB.

#### Acoplador para la obtención de una muestra de la señal a 20 KHz

Como último componente del conversor tenemos el acoplador que nos separa la señal de salida 'IF Test port 1' de la también señal de salida 'IF Output 1'. El esquema es el siguiente:



Figura 29: esquema eléctrico del acoplador de salida

Los resultados de la simulación son:



Figura 30: espectro de las salidas del acoplador de salida

Vemos que la señal que sale por el puerto 3 tiene 8dB menos de potencia que la señal de salida en el puerto 2, por lo que la señal del puerto 3 será 'IF Test port1' y la del puerto 2 'IF Output 1'.

Ahora se muestran las adaptaciones:



Figura 31: adaptaciones del acoplador de salida

Al ser las adaptaciones menores de -30dB, se puede decir que el acoplador está muy bien adaptado tanto a la entrada como a la salida.

Al ser el conversor el último componente de la cadena conversora es importante que esté bien adaptado a la salida. Con esta buena adaptación se consigue dificultar el paso a cualquier señal interferente que pueda colarse por la salida del acoplador, que será la salida del conversor, y así proteger el buen funcionamiento del sistema completo.

#### **Conversor completo**

Ahora que ya se ha mostrado como se comporta cada componente en solitario, pasamos a ver cómo trabajan todos ellos en conjunto.

El esquema eléctrico del conjunto es:



Figura 32: esquema eléctrico del módulo conversor completo

#### Simulaciones en Pequeña Señal

El objetivo de estas simulaciones es predecir el valor de la Ganancia en Conversión y de la Figura de Ruido del módulo conversor. En la figura 33 se muestra la Ganancia del módulo conversor:



Figura 33: ganancia del módulo conversor

#### La Figura de Ruido es:



Figura 34: figura de ruido del módulo conversor

La Figura de Ruido tal y como se preveía, viene marcada por la figura de ruido del filtro de entrada y las pérdidas del acoplador de señal a 70MHz. El valor final de la figura de ruido es 9,772dB

#### Simulaciones en Gran Señal

Haciendo uso del Balance Armónico, es posible realizar simulaciones en las que se obtenga tanto el nivel de potencia a la salida del módulo conversor como el contenido armónico en la misma. De esta forma, a partir del esquemático del conversor completo, se ha obtenido el espectro, en la salida del mismo, figura 35. Indicar que para llevar a cabo esta simulación, se ha cargado el módulo conversor con una impedancia de  $50\Omega$ .



Figura 35: espectro de la potencia de salida del módulo conversor completo. Carga de  $50\Omega$ 

Es de destacar que el armónico más relevante que podría caer dentro del ancho de banda del conversor A/D que va a muestrear la salida del módulo conversor, situado en 40KHz, se encuentra a una distancia superior a 90dBc, lo que garantiza un buen grado de pureza espectral.

Atendiendo a que la salida del módulo conversor irá conectada a un convertidor A/D, con una impedancia de entrada de 100MOhm, se ha procedido a simular el espectro de la tensión de salida del módulo conversor con esta impedancia de carga, figura 36.



Figura 36: espectro de la tensión de salida del módulo conversor. Carga  $100M\Omega$ 

En este caso se obtiene una tensión de salida, medida sobre una impedancia de 100MOhm, de valor 1,135V, algo superior al mínimo fijado en las especificaciones.

Del mismo modo, el siguiente armónico más relevante, 40KHz, tiene una amplitud de valor  $1,33 \cdot 10^{-5}$ V, lo que posibilita una buena conversión A/D del espectro de salida del módulo conversor.

## 4. Diseño del PCB y Construcción

## 4.1 Diseño del PCB

EL PCB se ha diseñado utilizando el software P-CAD.

Con esta herramienta el resultado que se ha conseguido es:



Figura 37: PCB del módulo conversor

El tamaño del PCB es de 155,54mm de ancho y 117,13mm de alto.

## 4.2 Construcción

Después de tener diseñado el PCB, se lleva el diseño al laboratorio y se fabrica.

La fabricación se realiza mediante un ataque químico a la placa de cobre. Con este ataque se consigue eliminar cobre de la placa, o dicho de otra manera, se deja el cobre en los sitios que interesa.

Como se puede apreciar en las siguientes figuras, sólo se ha dejado cobre en las pistas, por donde viajará la señal, y en las vías de masa.

Una vez que se tiene creada la PCB, el siguiente paso es realizar agujeros en ella para sujetar algún componente y también para sujetar la propia PCB a la caja en la que irá metida. Pero

antes de realizar estos agujeros, se necesita conocer su localización que vendrá determinada por las posibilidades de la caja, para ello se detalla las características de la caja que se utilizará.

La caja que se ha seleccionado y en la que irá cada módulo del conversor, es el modelo 517-3355 de RS, figura 38.

Se ha elegido dicha caja ya que sus dimensiones (171,9x120,9x55mm) son adecuadas para albergar el PCB.

El material de la caja es aluminio presofundido.



Figura 38: caja seleccionada para albergar el PCB

Como se ha mencionado anteriormente, la PCB se sujetará a la caja mediante unos tornillos. Para ello se deben realizar unos agujeros roscados en la caja. Antes de hacer dichos agujeros hay que localizar su posición, ya que no es posible realizarlos en cualquier punto porque la caja posee unos nervios en los que se enroscan los tornillos que sujetan la tapa, figura 39. Las posibles posiciones de los agujeros se muestran en la figura 40.



Figura 39: imagen real de la caja abierta, vista interior



Figura 40: imagen real de la caja abierta, vista exterior

Una vez realizados los agujeros tanto en la caja como en la PCB, se colocan y sueldan los componentes y los cables de alimentación.

Por último se coloca la PCB en la caja, se la sujeta con los tornillos bien prietos, y se van colocando y soldando los conectores laterales.

Ahora ya tenemos el módulo conversor construido.

El resultado final ha sido:



Figura 41: vista aérea de los módulos conversores


Figura 42: vista aérea de un solo módulo conversor



Figura 43: vista lateral izquierda del módulo conversor



Figura 44: vista lateral derecha del módulo conversor

#### 5. Medidas

Comenzaremos midiendo con el analizador de espectros los niveles de señal que el conversor devuelve en la salida. Para ello se introducirá una señal de RF a la entrada del módulo conversor de 70MHz de frecuencia y -27dBm de amplitud, y una señal de OL de 69.98MHz cuya amplitud se mantendrá fija en 7dBm. La carga de salida para la medida de potencia es de 50 $\Omega$ .



Figura 45: espectro medido a la salida del conversor con una Pin=-27dBm (Carga 50Ω)

En la figura 45 se ve como a 20KHz de frecuencia se obtiene una potencia de salida de 13.05dBm en las condiciones que se han citado. En estas condiciones la salida debería ser 5dBm, pero es mayor porque la ganancia del amplificador de 20KHz es elevada.



Figura 46: salida medida del módulo conversor en dominio del tiempo (Carga 1MΩ)

La figura 46 muestra que la amplitud de la tensión a la salida del conversor es de 3.16V para -27dBm de potencia de entrada.

Lo esperado, viendo las simulaciones, era de 1.125V.

A la vista de que los valores de salida obtenidos, tanto de tensión como de potencia, son mayores que los especificados, se ha tomado la decisión junto con el usuario final, de incorporar algún cambio en la idea inicial del conversor que permita limitar los valores de salida para que se acerquen a los valores deseados.

El cambio realizado ha sido la incorporación de un Jumper, junto con dos resistencias que limitan la ganancia del amplificador de 20KHz. Las dos resistencias están colocadas entre las puertas 1 y 8 del amplificador, como se indica en la hoja de características, y su valor ha sido ajustado para que las tensiones de salida sean 1.2V y 2.2V. Así, si se coloca el Jumper en la posición 1 la tensión de salida será 1.2V y si el Jumper se encuentra en la posición 2 la tensión será 2.2V.

Esto ha sido posible porque la ganancia del amplificador de 20KHz es configurable, y es directamente proporcional a los valores de salida.

Así, con el Jumper y las resistencias incluidos, los resultados obtenidos de las medidas de los dos módulos conversores construidos son:

#### Medidas del Módulo conversor 1:

Condiciones de medida:

Potencia de señal de entrada, 70MHz	-27 dBm, 50 Ohm	
Frecuencia de oscilador local:	69.98 MHz	
Potencia del oscilador local:	+ 7dBm, 50 Ohm	
	5 V, 55 mA (independientemente de la posición del Jumper)	
Consumos DC:	15 V, 10 mA (Voltaje de salida para Jumper en Posición 1)	
	15 V, 15 mA (Voltaje de salida para Jumper en Posición 2)	

Tabla 7: condiciones de medida del módulo 1

La tensión de salida obtenida con el Jumper en la posición 1, ha sido de 1.19V (1M $\Omega$ ), se muestra en la figura 47.

La tensión de salida obtenida con el Jumper en la posición 2, ha sido de 2.24V (1M $\Omega$ ), se muestra en la figura 48.



Figura 47: tensión de salida módulo 1, Jumper en 1



Figura 48: tensión de salida módulo 1, Jumper en 2

A continuación se recogen, en la tabla 8, los datos obtenidos a la salida del módulo conversor, tanto en potencia como en tensión, para diferentes frecuencias de salida. La carga para medir las tensiones es de  $1M\Omega$ , y para medir las potencias es de  $50\Omega$ .

Posición del Jumper	Frecuencia de salida	Vout (1 MΩ)	Pout (50 $\Omega$ )
1	10 KHz	< 20 mV	-48 dBm
1	20 KHz	1.19 V	5.27 dBm
1	30 KHz	< 30 mV	-39.18 dBm
2	10 KHz	< 20 mV	-41 dBm
2	20 KHz	2.24 V	11 dBm
2	30 KHz	< 30 mV	-32.25 dBm

Tabla 8: resumen de los datos de salida del módulo 1

De la tabla 8 se extrae que la ganancia en el caso de que el Jumper esté en la posición 1, es de 32.27dB, y si está en la posición 2 la ganancia es 38dB.



La forma de onda de la señal de salida cuando el Jumper está en la posición 1 se muestra en la figura 49. La potencia de salida en 20KHz de frecuencia es 5.391dBm.

Figura 49: forma de onda salida módulo 1, Jumper en 1

Si el Jumper está en la posición 2, la forma de onda se mantiene pero los valores de potencia aumentan. La potencia ahora es de 11.17dBm. Se observa en la figura 50.



Figura 50: forma de onda salida módulo 1, Jumper en 2

El comportamiento del módulo es lineal, es decir, según se va aumentando 1dB la potencia de entrada también aumenta la potencia de salida 1dB. Pero llegará un momento en el que empiece a comprimir, es decir, que si la potencia de entrada se sigue aumentando 1dB, la potencia de salida ya no aumentará tanto su valor o incluso se quedará constante (saturado).

Que un sistema trabaje en su zona de saturación o por encima del punto de compresión 1dB es peligroso, ya que es muy probable que algún componente se dañe. Por eso hay que conocer cuál es la potencia máxima de entrada admisible del módulo conversor.

Los valores que se muestran en la tabla 9, son los valores máximos de potencia de entrada en los que el comportamiento del módulo sigue siendo lineal.

Posición del Jumper	Potencia de entrada máxima (70 MHz, 50 Ω)	Tensión de salida máxima (20 KHz, 1 MΩ)
1	-13 dBm	4.4 V
2	-17 dBm	5.1 V

Tabla 9: valores límite de linealidad, módulo 1

En las figuras 51 y 52 se comprueba que el espectro, tanto si el Jumper está en la posición 1 o en la 2, está limpio y no hay ninguna señal espuria. Para ello se visualiza el espectro hasta 500KHz.

Allen 25 ub		5.248 dBm
Hz		
3m		
MANNA MANA	www.www.www.w	mummmwww.
		Stop 500 kHz
		Hatelin 25 dB       Hz       Hz       Sm       WMM       WMM       VBW 3 kHz       Sweep 70.29

Figura 51: espectro de salida módulo1, Jumper en 1

Ref 12	фВт		Atten 2	25 dB				Ν	/lkr1 20 11.12	0.0 kHz 2 dBm
Peak Log 10	<u>А</u>									
dB/										
	Mar	ker –								
	20.0	47 k	Hz							
	11.	12 dI	Bm							
W1 S2 S3 FC										
AA	Ļ	MANA A								
		Mon	WWW	MMM	MMM	MM	WM	MANN	Munh	mm
Start 9	kHz								Stop 5	00 kHz
Res B	N 3 kHz	Z		V	BW 3 k	Hz	Sweep	o 70.29	ms (401	l pts)

Figura 52: espectro de salida módulo 1, Jumper en 2

Rechazo de la frecuencia imagen:

Para llevar a cabo esta medida la frecuencia de la señal de entrada cambia a 69.96MHz (frecuencia imagen), pero la potencia se mantiene en -27dBm.

Posición del	Potencia de salida	Tensión de salida
Jumper	(20 KHz, 50 Ohm)	(20 KHz, 1 MOhm)
1	-62 dBm	< 10 mV
2	-55 dBm	< 10 mV

Tabla 10: rechazo frecuencia imagen, módulo 1

Con los resultados de la tabla 10 se comprueba que sólo hay señal de salida en 20KHz si al mezclador llega una señal de 70MHz de frecuencia.

VSWR en los puertos de test:

El VSWR de los puertos de test viene marcado por las pérdidas de retorno de los acopladores. En la tabla 11 se muestran los valores de las pérdidas de retorno de ambos acopladores indicadas por el fabricante.

Puertos de test	Pérdidas de retorno (50Ω)	Dispositivo	
70 MHz	> 15 dB	JDC_10-2 Minicircuits	
20 KHz	> 15 dB	Acoplador resistivo	

Tabla 11: VSWR, módulo 1

Acoplo en los puertos de Test:

El acoplo se mide con un analizador de redes, pero al ser la frecuencia de entrada del conversor diferente de la frecuencia de salida no sería posible realizar la medida con el analizador de redes. Así que los acoplos de los puertos de test que se recogen en la tabla 12 corresponden a:

- En el puerto de test de 70MHz, el acoplo viene dado por el fabricante en las hojas de características del acoplador JDC-10-2.
- En el puerto de test de 20KHz, el acoplo corresponde también a las características propias del acoplador resistivo colocado a la salida del conversor.

Puerto de Test	Posición del	Acoplo (50 $\Omega$ )	Nivel de señal
	Jumper		
70 MHz		9.8 dB	-36.2 dBm
20 KHz	1	11 dB	-7.73 dBm
20 KHz	2	11 dB	0 dBm

Tabla 12: acoplo en los puertos de test, módulo 1

#### Medidas del Módulo conversor 2:

Condiciones generales de medida:

Potencia de señal de entrada,	-27 dBm, 50 Ohm
70MHz	
Frecuencia de oscilador local:	69.98 MHz
Potencia del oscilador local:	+ 7dBm, 50 Ohm
	5 V, 55 mA (independientemente de la posición del Jumper)
Consumos DC:	15 V, 10 mA (Voltaje de salida para Jumper en Posición 1)
	15 V, 15 mA (Voltaje de salida para Jumper en Posición 2)

Tabla 13: condiciones de medida del módulo 2

La tensión de salida obtenida con el Jumper en la posición 1, ha sido de 1.19V (1M $\Omega$ ), se muestra en la figura53.

La tensión de salida obtenida con el Jumper en la posición 2, ha sido de 2.24V (1M $\Omega$ ), se muestra en la figura 54.



Figura 53: tensión de salida módulo 2, Jumper en 1



Figura 54: tensión de salida módulo 2, Jumper en 2

A continuación, en la tabla 14, se recogen los datos obtenidos a la salida del módulo conversor, tanto en potencia como en tensión, para diferentes frecuencias de salida. La carga para medir las tensiones es de  $1M\Omega$ , y para medir las potencias es de  $50\Omega$ .

Posición del Jumper	Frecuencia de salida	Vout (1 MΩ)	Pout (50 Ω)
1	10 KHz	< 20 mV	-59 dBm
1	20 KHz	1.1 V	4.5 dBm
1	30 KHz	< 30 mV	-36 dBm
2	10 KHz	< 20 mV	-56 dBm
2	20 KHz	2.1V	10.4 dBm
2	30 KHz	< 30 mV	-37 dBm

Tabla 14: resumen de los datos de salida del módulo 2

De los datos recogidos en la tabla 14 se extrae que la ganancia para el caso en el que el Jumper está en la posición 1 es de 31.5dB, y para el caso en el que esté en la posición 2 la ganancia es de 37.4dB.



La forma de onda de la señal de salida cuando el Jumper está en la posición 1 se muestra en la figura 55. La potencia de salida en 20KHz de frecuencia es 4.517dBm.

Figura 55: forma de onda salida módulo 2, Jumper en 1

Cuando se cambia el Jumper a la posición 2, la forma de onda se la señal de salida se mantiene, pero los valores de potencia aumenta. Se muestra en la figura 56.



Ahora se muestran los valores obtenidos como valores límite de linealidad. Es decir, el módulo conversor se comporta de forma lineal hasta que las potencias toman los valores que se muestran en la tabla 15.

Posición del Jumper	Potencia de entrada máxima (70 MHz, 50 Ohm)	Tensión de salida máxima (20 KHz, 1 MOhm)
1	-13 dBm	4.1 V
2	-16 dBm	5.2 V

Tabla 15: valores límite de linealidad, módulo 2

Se ha comprobado que no existe ninguna señal espuria para ambos casos, tanto si el Jumper está en la posición 1 o en la posición 2. En las figuras 57 y 58 se demuestra que es así.



Figura 57: espectro de salida módulo 2, Jumper en 1



Figura 58: espectro de salida módulo 2, Jumper en 2

Rechazo de la frecuencia imagen:

Las condiciones de esta medida cambian y la frecuencia de la señal de entrada ahora es 69.96MHz (frecuencia imagen), pero la potencia se mantiene en -27dBm.

Posición del	Potencia de salida	Tensión de salida
Jumper	(20 KHz, 50 Ω)	(20 KHz, 1 MΩ)
1	-68 dBm	< 10 mV
2	-59.93 dBm	< 10 mV

Tabla 16: rechazo frecuencia imagen, módulo 2

VSWR en los puertos de Test:

Puerto de Test	Pérdidas de retorno (50 $\Omega$ )	Dispositivo
70 MHz	> 15 dB	JDC_10-2 Minicircuits
20 KHz	> 15 dB	Acoplador resistivo

Tabla 17: VSWR, módulo 2

Acoplo en los puertos de Test:

Puerto de Test	Posición del Jumper	Acoplo $(50\Omega)$	Nivel de señal
70 MHz		9.8 dB	-36.5 dBm
20 KHz	1	11 dB	-8.68 dBm
20 KHz	2	11 dB	-1 dBm

Tabla 18: acoplo en los puertos de test, módulo 2

### 6. Conclusiones

El objetivo de este proyecto era construir un módulo conversor de 70MHz de frecuencia a 20KHz cuya señal de salida alcanzase un cierto nivel de tensión, y que cumpliera unas características específicas.

Para cumplir con las especificaciones marcadas se eligieron los componentes que mejor se ajustaban a los requisitos y se simuló su comportamiento individual y de conjunto, con ayuda del programa Microwave Office. Una vez conseguidos los resultados apropiados se diseñó la placa y se construyeron los dos módulos conversores.

Con los módulos conversores ya construido, se verificaron las características en el laboratorio de medidas.

Con todos los datos obtenidos se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Los módulos conversores funcionan y la frecuencia a la salida es la deseada.
- Las dimensiones físicas de los módulos hacen que sean unos aparatos prácticos y de fácil incorporación en cualquier sistema que requiera de su utilización.
- Con la incorporación del Jumper se han mejorado las prestaciones de los módulos notablemente, porque aparte de que la tensión de salida que se ha conseguido es la que marcaban las especificaciones, ahora existen dos salidas y el usuario elegirá la que mejor le convenga en cada momento.
- La cadena conversora presenta un espectro de salida bastante limpio, gracias a la buenas prestaciones que presentan los filtros (principalmente el filtro de 7KHz de ancho de banda), y no se observa ninguna señal espuria en al ancho de banda de operación.

### 7. Bibliografía

[1] José Antonio López Pérez, Carlos Almendros Muñoz, José Antonio Abad Abad, "Módulo de frecuencia intermedia del receptor de holografía para el radiotelescopio de 40 metros del centro astronómico de Yebes"

[2] Augusto Beléndez "¿Dónde está el tren?: Una aproximación a los orígenes de la holografía"

[3] The Art and Science of Holography: A Tribute to Emmett Leith and Yuri Denisyuk. Autor: H. John Caulfield

[4] Diana Beltrán Guerrero, Luis Basañez Villaluenga, "Técnicas y algoritmos para la adquisición, transmisión y visualización de escenas 3D"

[5] J. C. Bennett, A. P. Anderson, Peter A. McInnes, "Microwave holographic metrology of large reflector antennas"

[6] Yahya Rahmat-Samii, "Application of spherical near-field measurements to microwave holographic diagnosis of antennas"

[7] Electronic Communication Techniques. Autor: Paul H. Young. Meril Publishing.

[8] Electronic Communications Technology. Autor: E.A. Wilson. Prentice Hall.

[9] Electrónica de Comunicaciones. Autor: M. Sierra Pérez, B. Galocha Iragüen, J. L. Fernández Jambrina y M. Sierra Castañer. Editorial Pearson-Prentice Hall

[10] RF/Microwave Circuit Design for Wireles Applications. Autor: Ulrico L. Rohde & David P. Newkirk. John Wiley and Sons –

#### Anexo: Hojas de características de los componentes utilizados

En las siguientes páginas se muestran las hojas de características de todos los componentes utilizados en la fabricación del módulo conversor. El orden en el que se muestran es:

- 1) Acoplador direccional: JDC-10-2 (Minicircuits)
- 2) Filtro centrado en 70MHz, ancho de banda de 4MHz: SF070040A (Filtronetics)
- 3) Amplificador de RF (70MHz): PSA4-5043+ (Minicircuits)
- 4) Filtro centrado en 70MHz, ancho de banda 7KHz: FN-1775WZ (Filtronetics)
- 5) Mezclador: LRMS-1W (Minicircuits)
- 6) Amplificador 20KHz: LM386N-1 (National Semiconductor)
- 7) Filtro paso bajo con frecuencia de corte de 30KHz: FN-4317 (Filtronetics)
- 8) Caja: 517-3355 (RS)

## Surface Mount **Directional Coupler**

#### 5 to 750 MHz 50Ω

#### **Maximum Ratings**

Operating Temperature	-40°C to 85°C				
Storage Temperature	-55°C to 100°C				
Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.					

#### **Pin Connections**

INPUT	1
OUTPUT	6
COUPLED	3
GROUND	2,5
ISOLATE (DO NOT USE)	4

#### **Outline Drawing**



#### Outline Dimensions (<sup>inch</sup><sub>mm</sub>)

<b>G</b> . <b>100</b> 2.54	<b>F</b> .055 1.40	<b>E</b> .225 5.72	D .100 2.54	C 	<b>B</b> .310 7.87	<b>A</b> .280 7.11
wt grams 0.45			L .300 7.62	<b>K</b> .065 1.65	J .065 1.65	<b>H</b> . <b>047</b> 1.19

#### Demo Board MCL P/N: TB-185 Suggested PCB Layout (PL-046)



NOTES: 1. TRACE WIDTH IS SHOWN FOR ROGERS R04350B WITH DIELECTRIC THICKNESS .030" ± .002"; COPPER: 1/2 02. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE WODIFIED. 2. BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE. DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMOBC (SOLDER MASK OVER BARE COPPER) R

DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

#### **Features**

- wideband, 5 to 750 MHz
- low mainline loss, 1.0 dB typ. • high directivity, 20 dB typ.
- good VSWR, 1.13 typ.
- excellent solderability

#### **Applications**

- communications
- VHF/UHF





#### CASE STYLE: BH292 PRICE: \$13.60 ea. QTY (25-49)

#### + RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

#### **Directional Coupler Electrical Specifications**

FREQ. (MHz)	COUI (d	PLING IB)	MAINLINE LOSS <sup>1</sup> (dB)			DIRECTIVITY (dB)					VSWR (:1)	POV INPU	VER IT, W				
ff_	Nom.	Flatness	Typ.	L	l Typ.	M Max.	ı Typ.	J Max.	I Typ.	- Min	N Typ.	И Min.	ι Typ.	J Min.	Typ.	L Max.	MU Max.
5-750	10.0±0.5	±0.6	1.0	1.5	1.0	1.5	1.0	1.5	20	15	20	17	20	16	1.13	1.0	1.0

L = 5-50 MHz M = 50-375 MHz U = 375-750 MHz 1. Mainline loss includes theoretical power loss at coupled port.

#### **Typical Performance Data** Coupling Frequency Mainline Loss Directivity Return Loss (MHz) (dB) In-Out (dB) In-Cpl (dB) (dB) Out Cpl In 0.85 9.64 20.74 22.23 32.79 21.36 5.00 23.00 0.85 9.66 21.03 22.49 34.45 21.91 41.00 0.88 9.65 20.93 22.53 34.69 21.90 100.00 0.91 9 69 20.61 22 82 34 29 21.73 200.00 0.93 9.77 20.21 23.77 32.59 21.09 25.35 20.08 315.00 0.92 9.91 19.55 30.59 405.00 19.10 26.82 29.48 19.17 0.97 9.98 10.02 17.76 555.00 0.99 18.32 29.22 28.21 690.00 10.06 17.53 30.09 16.66 1.08 27.10 750.00 10.01 17.13 16.22 1.12 29.75 26.46

0

0

150





300 450 FREQUENCY (MHz) **Electrical Schematic** 

600

750



For detailed performance specs & shopping online see web site

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine 2011 Search

IF/RF MICROWAVE COMPONENTS Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's applicable established test are an entited to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms'); Purchasers of this part are entited to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms'); Purchasers of this part are entited to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms'); Purchaser of this part are entited to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms'); Purchaser of this part are entited to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms'); Purchaser of this part are entited to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms'); Purchaser of this part are entited to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms'); Purchaser of the stand REV. D M119986 ED-4936 JDC-10-2 WZ/TD/CP/AM 090903



6010 Parretta Dr. Kansas City, MO 64120 (p) 816-231-7375 (f) 816-241-0368 **FILTRO**NETICS, Inc www.filtro.net

- 1. Part Number: SF070040A
- 2. Electrical Specifications:

Parameter	Unit	Min.	Тур.	Max.		
Center Frequency	MHz	69.80	70.00	70.20		
Insertion Loss	dB	-	8.00	9.50		
1dB Bandwidth	MHz	3.40	3.60	-		
3dB Bandwidth	MHz	4.00	4.45	-		
40dB Bandwidth	MHz	-	7.18	8.00		
Passband Ripple	dB	-	0.90	1.00		
Group Delay Variation	р-р	-	190	220		
Ultimate Attenuation: 10-64.5MHz & 74-140MHz	dB	40	43	-		
Package	mm³	13.3 x 6.5 x 2.0				
In/Out Return Impedance	Ω	50 Ω Single				
Temperature Coefficient	ppm/C°		-94			

3. Mechanical Package and Marking:





L1=220 nH, L2=100 nH, Q>40 C2= 22 pF Source / Load Impedance = 50  $\Omega$ Ambient Temperature = 25 °C



# **Ultra Low Noise MMIC Amplifier**

50Ω 0.05 to 4 GHz

### The Big Deal

- Ultra Low Noise Figure, 0.75 dB
- High IP3 and Po at low DC power consumption
- May be used as a replacement for SPF5043Z<sup>a,b</sup>
- Class 1B HBM ESD rating (500V)

### **Product Overview**

Mini-Circuits PSA4-5043+ is a E-PHEMT based Ultra-Low Noise MMIC Amplifier operating from 50 MHz to 4 GHz with a unique combination of low noise and high IP3 making this amplifier ideal for sensitive high dynamic range receiver applications. This design operates on +3 to +5V supply at only 33 mA at 3V and 56mA at +5V, is internally matched to 50 ohms and is supplied in a super small SC-70 (SOT-343) MSL 1 package.

Feature	Advantages
Ultra Low Noise: 0.75 dB at 1 GHz 0.98 dB at 2 GHz	Outstanding Noise Figure, measured in a 50 Ohm environment without any external matching
High IP3, 33.5 dBm	Combining Low Noise and High IP3 makes this MMIC amplifier ideal for Low Noise Receiver Front End (RFE) because it gives the user advantages at both ends of the dynamic range: sensitivity & two-tone spur-free dynamic range
High Output Power, +21 dBm	The PSA4-5043+ provides up to +21dBm output power at 1dB compression enabling this amplifier to support high linear dynamic range requirements
Broad Band, up to 4 GHz	Operating over a broadband from 50 MHz to 4 GHz, the PSA4-5043+ covers the primary wireless communications bands: Cellular, PCS, LTE, WiMAX
Internally Matched	No external matching elements required to achieve the advertised noise and output power over the full band
SOT-343 Package	Small size, industry standard package
High Reliability	Low, small signal operating current of 53mA nominal maintains junction temperatures typically below 125°C at 85°C ground lead temperature
Class 1B ESD (500V, HBM)	The PSA4-5043+ is a super low noise PHEMT based design. Unlike many other PHEMT designs. Mini-Circuits incorporates ESD protection on die to achieve industry leading ESD performance for a low noise amplifier.

### **Key Features**

Mini-Circuits

For detailed performance specs & shopping online see web site

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engine Control Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality of the Design Engineers Search Engineers S

P.O. bux 30166, Brookyin, New York 11232-0003 (Fig) 934-4500 Pak (Fig) 932-4500 Pak (Fig)



PSA4-5043+

CASE STYLE: MMM1362

Page 1

a. Suitability for model replacement within a particular system must be determined by and is solely the responsibility of the customer based on, among other things, electrical performance criteria, stimulus conditions, application, compatibility with other components and environmental conditions and stresses.
 b. The RFMD SPF5043Z part number is used for identification and comparison purposes only.

# Low Noise, High IP3 **Monolithic Amplifier**

### 0.05-4 GHz

#### **Product Features**

- Ultra Low Noise Figure, 0.75 dB typ. at 1 GHz
- Class 1B ESD rating (500V)
- High IP3, up to 33.5 dBm typ. at 1 GHz
- Output Power at 1dB comp., up to +21 dBm typ.
- Gain, 18.4 dB typ. at 1GHz
- Supply Voltage, +3V, Id=33mA, +5V, Id=56mA
- Aqueous washable
- May be used as a replacement for SPF5043Z<sup>a,b</sup>

#### **Typical Applications**

- Cellular
- ISM
- GSM
- WCDMA
- LTE
- WiMax
- WLAN
- GPS

#### General Description

PSA4-5043+ CASE STYLE: MMM1362 PRICE: \$1.98 ea. QTY. (50) + RoHS compliant in accordance

with EU Directive (2002/95/EC) The +Suffix has been added in order to identify BoHS

Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

PSA4-5043+ is an advanced wide band, high dynamic range, low noise, high IP3, high output power, monolithic amplifier. Manufactured using E-PHEMT\* technology enables it to work with a single positive supply voltage.

#### simplified schematic and pin description





Function	Pin Number	<b>Description</b> (See Application Circuit, Fig. 2)				
RF IN	3	RF input pin (connect to RF-IN via DC blocking cap)				
RF-OUT & DC-IN	1	RF output pin (connected to RF-out via blocking cap C2 and supply voltage Vd via RF Choke L1)				
GND	2,4	Connections to ground: use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.				

Enhancement mode pseudomorphic High Electron Mobility Transistor. Notes

a. Suitability for model replacement within a particular system must be determined by and is solely the responsibility of the customer based on, among other things, electrical performance criteria, stimulus conditions, application, compatibility with other components and environmental conditions and stresses.

b. The The RFMD SPF-5043Z part number is used for identification and comparison purposes only.



For detailed performance specs & shopping online see web site

ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engine Certification Provides ACTUAL Data Instantity at minicipal and the Design Engineers Search Engineers Searc uits.com IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's applicable established test performance criteria are entitled to the rights and benefits contained herein. For a full statement of the Standard Terms', Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms isp. RS/TH 022912 Page 2

REV. A M136218 PSA4-5043+

#### **Monolithic MMIC Amplifier**

## **PSA4-5043+**

			Vd=5.0V <sup>(1</sup>	)		]		
Parameter	Condition (GHz)	Min.	Тур.	Max.	Min.	Тур.	Max.	Units
Frequency Range		0.05		4.0	0.05		4.0	GHz
at DC Volts (Vd)			5.0			3.0		V
DC Current (Id)			58	66		33		mA
	0.05		0.73			0.66		
	0.5		0.65			0.66		
Noise Figure	1.0		0.75	1.1		0.73		dB
	2.0		0.98			0.94		ub ub
	3.0		1.1			1.1		
	4.0		1.44			1.3		
	0.05		25.4			24.3		
	0.5		22.1			21.2		
Gain	1.0	16.5	18.4	20.2		17.5		dB
Gain	2.0		13.3			12.5		ub ub
	3.0		10.2			9.6		
	4.0		8.0			7.2		
Input Beturn Loss	0.05		7.8			6.5		dB
	0.5		10.5			9.4		ub ub
	1.0		11.4			10.6		
	2.0		12.2			11.1		
	3.0		12.8			10.4		
	4.0		11.1			9.2		
	0.05		13.7			13.2		
Output Return Loss	0.5		15.0			15.9		dB
	1.0		13.9			15.1		
	2.0		12.5			14.5		
	3.0		11.7			13.3		
	4.0		12.8			15.7		
	0.05		31.0			28.0		
	0.5		32.1			28.0		
	1.0		33.5			28.7		
Output IP3	2.0		32.7			30.0		dBm
	3.0		33.6			31.0		
	4.0		32.6			31.0		
	0.05		18.9			15.8		
	0.5		19.3			16.5		
	1.0		19.8			17.4		
Output Power @1dB compression (2)	2.0		20.7			19.0		dBm
	3.0		21.2			19.4		
	4.0		21.5			19.8		
DC Current Variation Vs. Temperature <sup>(3)</sup>			-0.007			-0.007		mA/°C
DC Current Variation Vs. Voltage			0.01			0.01		mA/mV
Thermal Resistance <sup>(5)</sup>			117			117		°C/W

#### Absolute Maximum Ratings<sup>(4)</sup>

Parameter	Ratings
Operating Temperature <sup>(5)</sup>	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-65°C to 150°C
Channel Temperature	150°C
DC Voltage	6V
Device Current	76 mA
Power Dissipation	380 mW
Input Power (CW)	23 dBm (5 minutes max), 17dBm (continous)

 $^{(1)}\,\text{Measured}$  on Mini-Circuits Characterization test board TB-471+.

See Characterization Test Circuit (Fig. 1)

(2) Current increases at P1dB

(3) (Current at 85°C - Current at -45°C)/130

<sup>(4)</sup> Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

These maximum ratings are not intended for continuous normal operation. <sup>(5)</sup> Defined with reference to ground pad temperature.





USL

PSA4-5043+

DC Current Vd=5V

Current (mA)

(\*) Defined with reference to ground pad temperature.
(\*) Provides ACTUAL Data Instanty at minicipality.
(\*) Defined with reference of a with at the page of the page of

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Page 3 Mini-Circuit's applicable established test performance of the ray are entitled to the rights and benefits contained herein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp.

47-49 49-51 51-53 53-55 55-57 57-59 59-61 61-63 63-65 65-67 >67

## **PSA4-5043+**

#### **Characterization Test Circuit**



Fig 1. Block Diagram of Test Circuit used for characterization. (DUT soldered on Mini-Circuits Characterization Test Board TB-471+) Gain, Return loss, Output power at 1dB compression (P1 dB), Output IP3 (OIP3) and Noise Figure measured using Agilent's N5242A PNA-X microwave network analyzer.

#### Conditions:

- 1. Gain: Pin= -25dBm
- 2. Output IP3 (OIP3): Two tones, spaced 1 MHz apart, 5 dBm/tone at output.

#### **Recommended Application Circuit**

(refer to evaluation board for PCB Layout and component values)



Fig 2. Recommended Application Circuit Note: Resistance of L1,  $0.1-0.2\Omega$  typically

#### **Product Marking**





For detailed performance specs
 Shopping online see web site
 Shopping online see web site
 Construction
 Co

Additional Detailed Technical Information additional information is available on our dash board. To access this information <u>click here</u>					
	Data Table				
Performance Data	Swept Graphs				
	S-Parameter (S2P Files) Data Set (.zip file)				
Case Style	MMM1362 Plastic molded SOT-343 package, lea finishi: matte tin				
Tape & Reel	F90				
Standard quantities available on reel	7" reels with 20, 50, 100, 200, 500 or 1K devices.				
Suggested Layout for PCB Design	PL-361				
Evaluation Board	TB-653+				
Environmental Ratings	ENV08T2				

#### ESD Rating

Human Body Model (HBM): Class 1B (500 to <1000V) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

Machine Model (MM): Class M1 (pass 35V) in accordance with ANSI/ESD STM5.2-1999; passes 35V

#### **MSL Rating**

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020D





For detailed performance specs

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine 2012 Provides ACTUAL Data Instantly at minicipalities.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Page 5 Mini-Circuit's and/license's of this part are entitled to the rights and benefits contained herein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp.

	SPECIFIC COMMERCIAL ITEM: XTAI PART NUMBE	<b>CATION LY AVAILABLE</b> BP FILTER R: FN-1775WZ				
ISSUED / REVISION	ENGINEER APPROVED	DOCUMENT CHECKED	DRAFTSMAN			
12/6/11 DS						
1/5/12 kn for EH						
FILTRONETICS Inc						

6010 Parretta Dr. Kansas City, MO 64120 (p) 816-231-7375 (f) 816-241-0368 FILTRONETICS, Inc

<u>www.filtro.net</u>

Form-078 4/5/2011

#### 1. Part Number: FN-1775WZ

#### 2. Electrical Specifications:

Filter Type	Xtal Band Pass
Center Frequency (Fc)	70 MHz
Insertion Loss:	5.0 dB Max
Ripple:	1.0 dB Max
3 dB Bandwidth:	±3.5 KHz Min
30 dB Bandwidth:	20 KHz Max
60 dB Bandwidth:	30 KHz Max
Impedance:	50 Ohms (IN & OUT)
Operating Temperature:	+15°C to 35°C
RoHS Compliant	NO



6010 Parretta Dr. Kansas City, MO 64120 (p) 816-231-7375 (f) 816-241-0368 FILTRONETICS, Inc

www.filtro.net

Form-078 4/5/2011

## Surface Mount **Frequency Mixer**

#### Level 7 (LO Power +7dBm) 2 to 750 MHz

#### Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	50mW
IF Current	40mA
Permanent damage may occur if any	of these limits are exceeded.

#### **Pin Connections**

LO	1
RF	4
IF	5
GROUND	2,3,6

#### **Outline Drawing**



#### PCB Land Pattern



#### Outline Dimensions (<sup>inch</sup>)

A	B	C	D	E	F	G
.400	.31	.200	.10	.010	.100	.050
10.16	7.87	5.08	2.54	0.25	2.54	1.27
H	J	K	L	M		wt
.420	.120	.060	.100	.020		grams
10.67	3.05	1.52	2.54	0.51		0.55

#### Demo Board MCL P/N: TB-44+ Suggested PCB Layout (PL-083)



NOTES: 1.TRACE WIDTH IS SHOWN FOR ROGERS RO4350B WITH DIELECTRIC THICKNESS 0.030" ± 0.002"; COPPER: 1/2 0Z. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE MODIFIED. 2.BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE. DENOTES PCB COPPER LAYOUT WITH SMOBC (SOLDER MASK OVER BARE COPPER)

DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

#### **Features**

- low conversion loss, 5.83 dB typ.
- excellent L-R isolation, 45 dB typ.

#### **Applications**

#### • HF/VHF/UHF

- instrumentation
- cellular





CASE STYLE: QQQ130 PRICE: \$6.75 ea. QTY (1-9)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

#### **Electrical Specifications**

							-										
FREQU (Mł	FREQUENCY CONVERSION LOSS (MHz) (dB)		LO-RF ISOLATION (dB)					LO-IF ISOLATION (dB)									
LO/RF f <sub>L</sub> -f <sub>U</sub>	IF		lid-Ba m σ	nd Max.	Total Range Max.	l Typ.	- Min.	N Typ.	И Min.	l Typ.	J Min.	l Typ.	L Min.	N Typ.	vi Min.	l Typ.	J Min.
2-750	DC-750	5.83	.21	7.5	8.5	70	45	45	28	38	22	60	45	40	25	30	20
dB COMP.: +1 dB	im typ.					L : m	= low ra = mid ba	nge [f <sub>_</sub> to and [2f <sub>_</sub> t	o 10 f <sub>L</sub> ] o f <sub>U</sub> /2]	М	= mid ra	inge [10	$f_L$ to $f_U/2$	] U =	upper ra	ange [f <sub>u</sub> /	'2 to f <sub>u</sub> ]

#### Typical Performance Data

Freq (N	uency IHz)	Conversion Loss (dB)	lsolation L-R (dB)	lsolation L-I (dB)	VSWR RF Port (:1)	VSWR LO Port (:1)					
		LO	LO	LO	LO	LO					
RF	LO	+7dBm	+7dBm	+7dBm	+7dBm	+7dBm					
2.00	32.00	6.15	77.45	62.05	1.16	2.41					
4.00	34.00	5.93	77.30	61.60	1.10	2.36					
5.00	35.00	5.89	76.89	61.49	1.08	2.47					
10.00	40.00	5.90	74.36	60.26	1.09	2.39					
20.00	50.00	5.87	69.48	56.77	1.10	2.40					
50.00	80.00	5.90	62.05	50.51	1.11	2.40					
100.00	70.00	5.85	55.01	45.08	1.15	2.41					
101.73	71.73	5.87	55.00	44.99	1.21	2.41					
200.00	170.00	5.82	46.91	40.52	1.23	2.36					
201.47	171.47	5.83	46.83	40.31	1.31	2.37					
301.20	271.20	5.81	42.24	36.71	1.39	2.32					
351.07	321.07	5.79	40.24	34.89	1.42	2.34					
375.00	345.00	5.79	39.86	34.22	1.49	2.46					
400.93	370.93	5.74	39.23	33.67	1.58	2.54					
500.00	470.00	5.85	37.51	30.15	1.59	2.56					
500.67	470.67	5.84	37.49	30.16	1.70	2.57					
600.40	570.40	5.98	36.08	29.20	1.83	2.92					
700.13	670.13	6.31	33.78	27.21	2.01	3.30					
725.07	695.07	6.49	33.46	26.43	2.07	3.35					
750.00	720.00	6.55	33.11	25.85	2.13	3.43					

#### **Electrical Schematic**



### Mini-Circuits

For detailed performance specs & shopping online see web site

DIES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

REV. B M102713 LRMS-1W DJ/FL/CP/AM 070521 Page 1 of 2

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's student dimensionary for the area studied warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of the standa

### **Performance Charts**

## LRMS-1W+ LRMS-1W



For detailed performance specs & shopping online see web site

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicipality.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's student dimensionary for the area studied warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms"); Purchasers of the standa

August 2000



### LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

### **General Description**

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value from 20 to 200.

The inputs are ground referenced while the output automatically biases to one-half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

#### Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range: 4V–12V or 5V–18V
- Low quiescent current drain: 4mA
- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
   Low distortion: 0.2% (A<sub>V</sub> = 20, V<sub>S</sub> = 6V, R<sub>L</sub> = 8Ω, P<sub>O</sub> = 125mW, f = 1kHz)
- Available in 8 pin MSOP package

#### **Applications**

- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
  - TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

### **Equivalent Schematic and Connection Diagrams**



Small Outline, Molded Mini Small Outline, and Dual-In-Line Packages



Top View Order Number LM386M-1, LM386MM-1, LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4 See NS Package Number M08A, MUA08A or N08E

#### Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

Distributors for availability and sp	ecifications.	(SOIC and MSOP)	
Supply Voltage		Vapor Phase (60 sec)	+215°C
(LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V	Infrared (15 sec)	+220°C
Supply Voltage (LM386N-4)	22V	See AN-450 "Surface Mounting Met	hods and Their Effect
Package Dissipation (Note 3)		surface mount devices.	nods of soldering
(LM386N)	1.25W	Thermal Resistance	
(LM386M)	0.73W	θ <sub>IC</sub> (DIP)	37°C/W
(LM386MM-1)	0.595W		107°C/W
Input Voltage	±0.4V	$\theta_{\rm IC}$ (SO Package)	35°C/W
Storage Temperature	-65°C to +150°C	$\theta_{IA}$ (SO Package)	172°C/W
Operating Temperature	0°C to +70°C		210°C/W
Junction Temperature	+150°C		56°C/W
Soldering Information			

Dual-In-Line Package Soldering (10 sec)

Small Outline Package

+260°C

### Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

 $T_A = 25^{\circ}C$ 

Parameter	Conditions	Min	Тур	Max	Units
Operating Supply Voltage (V <sub>S</sub> )					
LM386N-1, -3, LM386M-1, LM386MM-1		4		12	V
LM386N-4		5		18	V
Quiescent Current (I <sub>Q</sub> )	$V_{\rm S} = 6V, V_{\rm IN} = 0$		4	8	mA
Output Power (P <sub>OUT</sub> )					
LM386N-1, LM386M-1, LM386MM-1	$V_{\rm S}$ = 6V, $R_{\rm L}$ = 8 $\Omega$ , THD = 10%	250	325		mW
LM386N-3	$V_{\rm S}$ = 9V, $R_{\rm L}$ = 8 $\Omega$ , THD = 10%	500	700		mW
LM386N-4	$V_{\rm S}$ = 16V, $R_{\rm L}$ = 32 $\Omega$ , THD = 10%	700	1000		mW
Voltage Gain (A <sub>V</sub> )	V <sub>S</sub> = 6V, f = 1 kHz		26		dB
	10 µF from Pin 1 to 8		46		dB
Bandwidth (BW)	V <sub>S</sub> = 6V, Pins 1 and 8 Open		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_{\rm S}$ = 6V, R <sub>L</sub> = 8 $\Omega$ , P <sub>OUT</sub> = 125 mW		0.2		%
	f = 1 kHz, Pins 1 and 8 Open				
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_{\rm S}$ = 6V, f = 1 kHz, $C_{\rm BYPASS}$ = 10 $\mu$ F		50		dB
	Pins 1 and 8 Open, Referred to Output				
Input Resistance (R <sub>IN</sub> )			50		kΩ
Input Bias Current (I <sub>BIAS</sub> )	$V_{\rm S}$ = 6V, Pins 2 and 3 Open		250		nA

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

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

Note 3: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 107°C/W junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 170°C/W for the small outline package.

### **Application Hints**

#### GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 k $\Omega$  resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 k $\Omega$  resistor). For 6 dB effective bass boost: R  $\approx$  15 k $\Omega$ , the lowest value for good stable operation is R = 10 k $\Omega$  if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as 2 k $\Omega$  can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

#### **INPUT BIASING**

The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 k $\Omega$  resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 k $\Omega$  it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 k $\Omega$ , then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1  $\mu F$  capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

LM386

#### **Typical Performance Characteristics**

### Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



**Distortion vs Frequency** 

Vs = 6V

 $R_1 = 8\Omega$ 

P<sub>OUT</sub> = 125 mW

 $A_V = 26 \, dB \, (C_{1,8} = 0)$ 

50 100 200 500 1k 2k

FREQUENCY (Hz)

5k 10k 20k

DS006976-15

2.0

1.8

1.6

1.4

1.2

1.0

0.8

0.6

0.4

0.2

0

20

TOTAL HARMONIC DISTORTION (%)

Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



**Distortion vs Output Power** 



Device Dissipation vs Output Power—16 $\Omega$  Load





Voltage Gain vs Frequency











LM386



www.national.com

# LM386

### Typical Applications (Continued)

#### Frequency Response with Bass Boost



AM Radio Power Amplifier



Note 4: Twist Supply lead and supply ground very tightly.

Note 5: Twist speaker lead and ground very tightly.

Note 6: Ferrite bead in Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.

Note 7: R1C1 band limits input signals.

Note 8: All components must be spaced very closely to IC.
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted 0.189-0.197 (4.800-5.004) 6 Ĥ Å Ĥ  $\frac{0.228 - 0.244}{(5.791 - 6.198)}$ . (0.254) MAX Ų 3 Ų ¥ ĥ 30° TYP LEAD NO. 1 IDENT  $\frac{0.150 - 0.157}{(3.810 - 3.988)}$  $\frac{0.053 - 0.069}{(1.346 - 1.753)}$  $\frac{0.010-0.020}{(0.254-0.508)}\!\times\!45$ 8° MAX TYP All Leads 0.004-0.010 (0.102-0.254) ¥ ¥ **FETETE** SEATING Plane Y ↓ 0.014 (0.356) 1 0.004 (0.102) ALL LEAD TIPS  $\frac{0.008 - 0.010}{(0.203 - 0.254)}$ TYP ALL LEADS 0.050 (1.270) TYP 0.014-0.020 (0.356-0.508) 0.016 - 0.050 (0.406 - 1.270) TYP ALL LEADS 0.008 (0.203) TYP → M08A (REV H) SO Package (M) Order Number LM386M-1 NS Package Number M08A

LM386







Tel: 81-3-5639-7560 Fax: 81-3-5639-7507

Americas Tel: 1-800-272-9959 Eax: 1-800-737-7018 Email: support@nsc.com www.national.com

Europe Fax: +49 (0) 180-530 85 86 Email: europe.support@nsc.com Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208 English Tel: +44 (0) 870 24 0 217 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

Asia Pacific Customer **Response Group** . Tel: 65-2544466 Fax: 65-2504466 Email: ap.support@nsc.com Japan Ltd.

LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

	SPECIAL COMMERCIAL ITEM: LC PART NUME	ICATION LY AVAILABLE LP FILTER BER: FN-4317						
ISSUED / REVISION	ENGINEER APPROVED	DOCUMENT CHECKED	DRAFTSMAN					
11/17/11 kn for TG								
1/5/12 kn for EH								
FILTRONETICS Inc								

6010 Parretta Dr. Kansas City, MO 64120 (p) 816-231-7375 (f) 816-241-0368 FILTRONETICS, Inc www.filtro.net 1 OF 3

Form-078 4/5/2011

### 1. Part Number: FN-4317

## 2. Electrical Specifications:

Filter Type	LC Low Pass			
Center Frequency (Fo)	30KHz			
Insertion Loss:	1dB Max			
Pass Band Ripple:	1dB Max			
Attenuation: @ 30KHz: @ 40KHz:	3dB Max 60dB Min			
Input Power:	0dBm Max			
Impedance:	*50 Ohms (Available in higher Ohms)			
Operating Temperature:	-10 to +40°C			
Workmanship:	J-STD-001			
RoHS Compliant	NO			

## 3. Mechanical Package Style:



6010 Parretta Dr. Kansas City, MO 64120 (p) 816-231-7375 (f) 816-241-0368 FILTRONETICS, Inc

Form-078 4/5/2011

FILTER SPECIFICATION

# 4. Theoretical:



6010 Parretta Dr. Kansas City, MO 64120 (p) 816-231-7375 (f) 816-241-0368 FILTRONETICS, Inc

Form-078 4/5/2011

RS Stock No.517-4443 RS Stock No.517-3276 RS Stock No.517-3238 RS Stock No.517-3298 RS Stock No.517-3298 RS Stock No.517-3412 RS Stock No.517-3412 RS Stock No.517-3400 RS Stock No.517-3305 RS Stock No.517-3305 RS Stock No.517-3383 RS Stock No.517-3327 RS Stock No.517-3371 RS Stock No.517-3377 RS Stock No.517-3399

# Plain high temperature box (without seal ,no coating)



RS Stock NO.	Size NO	L	W	Н	C1	C2	S1	S2	Wall Thickness
5174443	А	89.1	35.0	30.3	79.3	25.3			1.5mm
5173276	В	114.5	63.6	30.3	104.5	54.2			1.5mm
5173333	С	114.7	89.7	55.1	104.4	79.6			1.5mm
5173298	D	114.4	63.7	55.1	104.6	54.2			2mm
5173355	E	172.0	120.9	55.0	160.4	109.3			2mm
5173412	F	172.1	120.9	106.0	160.4	109.3			2mm
5173260	G	222.1	145.9	55.9	211.7	135.4			2mm
5174437	Н	222.2	146.0	106.5	211.7	135.4			2mm
5173305	J	275.0	175.0	65.5	264.1	164.0	132.2		2mm
5173361	К	139.1	101.5	76.7	128.7	90.7	64.8		2mm
5173383	L	165.8	127.3	76.3	154.0	116.1	77.1		2mm
5173327	М	119.9	100.0	35.7	108.5	88.4	50.1		2mm
5173311	N	250.2	250.2	100.5	238.0	238.0	79.9	160.0	2.5mm
5173377	Р	79.9	54.9	25.5	70.5	45.4	40.0		1.5mm
5173399	Q	60.0	54.9	30.0	50.6	45.4	30.0		1.5mm

1.Material of the base and lid :Aluminium alloy ADC12

2.Material of the screws : Stainless M3.5x9mm Supadrive countersunk head

3.Finish:Natural plain

4.Taper 1.5° Per side lid to base

