ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

"Análisis e Implementación de un Radio - Transceiver inalámbrico en la banda de 2.4Ghz, para un modulo de transmisión/recepción OFDM capaz de soportar transmisiones LOS y NLOS"

TESIS DE GRADO

Previo a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentada por:

Dayse Ingueborth Montoya Rodríguez
Jair Stephenson León Torres

GUAYAQUIL - ECUADOR

AÑO: 2009

AGRADECIMIENTO

A nuestros compañeros del subcomponente Telecomunicaciones del Proyecto VLIR ESPOL por la ayuda logística y la disponibilidad de los equipos necesarios para la implementación de este Proyecto de Tesis.

DEDICATORIA

A Dios, porque de él proceden todas las cosas.

A mi familia por haberme brindado el apoyo necesario para sacar este proyecto adelante.

Jair León Torres.

A Dios y a mis padres porque ellos fueron el pilar fundamental en mi carrera y a todas las personas que de alguna forma contribuyeron para que esta meta se haga realidad.

Dayse Montoya Rodríguez.

TRIBUNAL DE GRADUACION

Ing. Jorge Aragundi	Ing. Rebeca Estrada
SUBDECANO DE LA FIEC	DIRECTOR DE TESIS
Ing. Pedro Vargas	Ing. Cesar Yépez
MIEMBRO PRINCIPAL	MIEMBRO PRINCIPAL

DECLARACION EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de esta Tesis de Grado nos corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la Escuela Superior Politécnica del Litoral”

Art. 12 del Reglamento de Graduación de la ESPOL

Dayse Ingueborth Montoya Rodríguez

Jair Stephenson León Torres

RESUMEN

En el capitulo **Fundamentos Teóricos** se estudiarán los conceptos básicos de circuitos en alta frecuencia, estableciendo los parámetros suficientes a tomar en cuenta al momento del diseño, además se hace una breve descripción de los elementos que conforman el transceiver así como posibles configuraciones conocidas también se aborda los fundamentos del medio inalámbrico y además se compara los estándares y su utilización efectiva en el sistema.

En el capítulo **Planeación y Simulación del Sistema** se realiza la planeación y simulación del enlace en la interfaz radio, obteniendo datos importantes acerca de la línea de vista así como también de la eficiencia del enlace en LOS y NLOS, por lo que se abarcan temas de sensibilidad efectiva y potencia neta necesaria para el levantamiento del enlace.

En el capitulo **Diseño del Transceiver** se efectuara el diseño del transmisor/receptor, explicando las fases del sistema así como también el montaje y parámetros de ajuste para proceder a la puesta en marcha.

En el capitulo **Pruebas del Funcionamiento del Transceiver** se explica el funcionamiento de la etapa RF del sistema así como el acople que se efectúa entre la parte DSP, efectuando las mediciones y comparaciones con los resultados simulados en el capitulo anterior.

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS

ÍNDICE DE TABLAS

ABREVIATURAS

ADC	Analog to Digital Converters
ASCII	American Standart Code for Information Interchange
BER	Bit Error Rate
BNC	Bayonet Neill-Concelman
BPF	Band Pass Filter
BPSK	Phase Shift Keying
BWA	Broadband Wireless Access
CCK	Complementary Code Keying
DC	Direct Current
DNL	Differential Nonlinearity
DSP	Digital Signal Processing
DSSS	Direct Secuence Spread Spectrum
EHF	Extremely High Frequency
ESS	Extended Service Set
FDD	Frequency Division Duplex
FHSS	Frecuency Hopping Spread Spectrum
I	Inphase
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IR	Infrarojos
ISM	Industrial, Scientific and Medical
LAN	Local Area Network
LNA	Low Noise Amplifier
LPF	Low-Pass Filter
MAC	Medium Access Control
MAN	Metropolitan Area Network
NLOS	Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PBCC	Packet Binary Convolutional Coding
PHY	Physical Layer
PLCP	PHY Layer Convergence Protocol

PLL	Phase Locked Loop
PMD	PHY Medium dependent
Q	Quadrature
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RDLE	Rango Dinamico Libre de Espurias
RF	Radiofrecuencia
RX	Receptor
SMA	SubMiniature version A
SNR	Signal to Noise Ratio
SSB	Single Side Band
TDD	Time Division Duplex
TX	Transmisor
U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VHDL	VHSIC Hardware Description Language
VHF	Very High Frequency
VLIR	Vlaamse Interuniversitaire Raad
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WAN	Wide Area Network
WiFi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network

INTRODUCCION

En este trabajo vamos a mostrar una breve descripción para un sistema front end a 2,4 Ghz, este análisis ha sido efectuado tomando en cuenta varios criterios de diseño. Así mismo quedarán muchos aspectos sin tratar, ya que implican un análisis matemático mayor, se tratará de explicar ciertos fenómenos de ruido y de interferencia característicos de cada uno de los componentes que serán tentativamente los que se utilizarán en el diseño de este modelo.

En todo sistema de última milla inalámbrico es necesario ubicar específicamente las etapas de tratamiento de la señal que comienza en el modulador y termina en la antena. Al saber que la transmisión RF será efectuada para un sistema OFDM en banda base el criterio de doble conversión se percibe como la mejor alternativa tanto para el tratamiento en transmisión como el de recepción.

1. Antecedentes y Justificación.

1.1. Antecedentes

La telefonía, transmisión de datos, triple play y otros diferentes géneros de tecnologías están total o parcialmente basada en un alto rendimiento de dispositivos inalámbricos.

La complejidad y la alta variabilidad de los componentes en la etapa de RF es una tarea difícil para diseñar o mejorar lo pre-establecido en dispositivos inalámbricos. Además de esto la falta de oportunidades para estudiar y elaborar experimentos sobre modelos de propagación, patrones de radiación esto es una deficiente practica para muchos estudiantes, siendo esto un campo importante en el mercado de las telecomunicaciones.

Las comunicaciones inalámbricas han ofrecido una solución parcial pero todavía tiene algunas limitaciones significativas. Ecuador tiene uno de las peores tasas de ancho de banda y conexión inalámbrica de los suscriptores en América Latina (menos del 10% sobre el total de abonados a Internet), debido a la situación económica de nuestras ciudades. Por lo tanto, tenemos que tener en cuenta el costos de los servicios, por esta razón, a menudo sacrificamos calidad para obtener los menores costos accesibles para los usuarios.

Una limitación que encontramos en la situación en este país es la deficiencia de los sistemas de acceso inalámbricos aplicados. De este modo, el desarrollo de técnicas complementarias, que nos permita desarrollar una alternativa de bajo costo en términos de conectividad de radio y acceso front-end.

El Subcomponente de Telecomunicaciones ya ha diseñado un sistema que Modula / Demodula una señal OFDM utilizando FPGA's, está trabajando en el desarrollo de módulos de sincronización y modulación adaptiva. El mejor de los casos, y más realista, para aprovechar este sistema para el desarrollo de la fase RF.

1.2. Objetivos

- Determinar una configuración adecuada para que el módulo de la transmisión / recepción sea puesto en ejecución.
- Determinar un modelo de propagación para medir la eficiencia de transmisión y para estudiar diversas trayectorias de propagación y diversas clases de ruido.
- Prueba y medición de los patrones de radiación y su comparación con los modelos simulados

1.3. Alcance

En este proyecto se desarrollará e implementará la etapa en Radio Frecuencia o “Front-End”, para un Modulador / Demodulador OFDM para un sistema Inalámbrico con o sin línea de vista, como un elemento importante de una solución posible para la demanda insatisfecha de los sistemas Inalámbricos con línea de vista. Un módulo transmisor/receptor será desarrollado para funcionar en una banda no licenciada (2.4 GHz). Un estudio simulado de las trayectorias de propagación, diseños de circuitos RF serán hechos para analizar qué se puede hacer para mejorar la calidad de las señales transmitidas y recibidas señales que frecuentemente son afectadas por una variedad amplia de ruidos. La implementación y la prueba de este módulo propuesto serán hechas usando circuitos diseñados para una banda ya definida y otros dispositivos de RF como Minicircuitos, antenas, etc.

1.4. Justificación

Debido a la utilización desmedida de las bandas no licenciadas, ha sido necesario desarrollar e implementar métodos de acceso más eficaces, que no solo utilice el espectro asignado de mejor manera sino que brinden calidad de servicio adaptable a los requerimientos de los usuarios. Por ende es necesario realizar estudios acerca de los métodos de acceso para no solo probar su funcionamiento sino también para tratar de entenderlos y de esta forma mejorar su eficiencia y permitir desarrollar métodos más sencillos y porque no más accesibles para todas las personas en relación al costo/beneficio de los mismos.

Por ende nuestro proyecto trata de simular una alternativa de diseño a los dispositivos de front-end en el mercado, además se constituye en una herramienta muy importante desde el punto de vista didáctico ya que puede ser montado en un laboratorio sin ningún problema e ir creando escenarios de prueba con diferentes portadoras, señales de ondas, antenas atenuadores y demás con el fin de tener prácticas de laboratorio con escenarios reales de transmisión.
El dispositivo una vez acoplado con una fase de procesamiento DSP constituye en una práctica completa de todas las fases de transmisión y recepción inalámbrica permitiendo así que futuros desarrollos mejoren aspectos de cobertura, redundancias y de la misma forma desarrollos en las capas superiores del modelo OSI.

2. Fundamentos Teóricos

2.1. Circuitos en Alta frecuencia

El diseño de sistemas en radio frecuencia ha sido basado en las últimas décadas en la teoría de señales y sistemas, por lo que conocimientos de base en esta área son necesarios para el entendimiento de esquemas reales ya sean de modulación o de demodulación, entre algunos de estos conceptos tenemos los siguientes:

2.1.1. Linealidad e independencia temporal

Se dice que un sistema es lineal e invariante en el tiempo cuando su salida puede ser expresada como una combinación lineal de la entrada es decir:

$$y_1(t) = b.x_1(t) \quad , \quad x(t-\tau) \rightarrow y(t-\tau)$$

Esto de manera equivalente en el estudio de señales se refiere a que un sistema lineal invariante en el tiempo puede ser descrito mediante la respuesta al impulso *h(t)* del medio:

$$y_1(t) = h(t) * x_1(t)$$

2.1.2. Efectos de la no linealidad y variancia en el tiempo

Cuando un sistema no satisface las condiciones antes mencionadas, se dice que el sistema es no lineal e implícitamente se considera en el caso de la no linealidad que como condiciones iníciales no son cero (offsets), la variancia en el tiempo se define del mismo modo como el no cumplimiento de estas normas, por ejemplo si en un sistema tenemos retardos aleatorios o también en un sistema controlado por una entrada sensitiva a cambios bruscos, como lo son comúnmente las entradas conmutadas de multiplicadores y switches.

Entre los efectos más comunes de la no linealidad podemos distinguir los siguientes:

- **Armónicas:** Se produce cuando una señal sinusoidal se aplica a un sistema no lineal lo cual da como resultado que la salida no solo dependa de la entrada sino también de los productos en potencias mayores de la misma, lo cual da como resultado que en cada frecuencia múltiplo de la entrada tendremos componentes de diversas magnitudes, es decir para una entrada *x(t)* luego de pasar por un sistema no lineal tendremos:

  $$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha^3 x^3(t)\ldots \quad (2.1)$$

  y siendo x(t)=Acos(wt) tendremos que:

  $$y(t) = \alpha_1 A\cos(wt) + \alpha_2 A^2 \cos^2(wt) + \alpha^3 A^3 \cos^3(wt)\ldots \quad (2.2)$$

luego de establecer algunas equivalencias tendremos

$$y(t) = \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4}\right)\cos(wt) + \frac{\alpha_2 A^2}{2}\cos(2wt) + \frac{\alpha^3 A^3}{4}\cos(3wt)\ldots$$

- **Desintonización y bloqueo[1]:** La desintonización es uno de tantos procesos que se dan directamente por la inclusión de señales interferentes con una gran potencia comparada con la señal de interés, este evento se produce cuando a uno de los productos se le invierte la polaridad produciendo la compresión total de la ganancia y por ende el bloqueo de la señal, es decir si a la señal x(t) se le añada una señal interferente de x1(t)=Ai cos(wit), en donde Ai>>A tendremos que al ser x(t)=Acos(wt)+Aicos(wit) (2.3) y desarrollando según (2.2) tenemos:

$$y(t) = \alpha_1\left(A\cos(wt) + A_i\ \cos(w_i t)\right) + \alpha_2\left(A\cos(wt) + A_i\ \cos(w_i t)\right) + \ldots \quad (2.4)$$

la componente de la salida en la banda de interés será

$$y(t) = \left(\alpha_1 + \frac{3\alpha_3 A_i^{\ 2}}{4}\right)A\cos(wt) \quad (2.5)$$

, aquí al ser α3

[1] Véase en “RF Microelectronics” Behzad Razavi Chap.2 pág. 16

negativo podríamos tener que el resultado de la suma sea próximo o igual a cero, por lo tanto el producto en general es bloqueado por el sistema debido a la fuerte señal interferente.

- **Modulación cruzada:** Este efecto se produce cuando señales de un alto nivel de interferencia (sean estas provenientes de canales adyacentes o simplemente ruido) se encuentran en la vecindad de la señal a tratarse, debido a este efecto vemos que al pasar esta señal ya sea por un multiplicador de frecuencia o por un filtro esta va a interferir en la porción de banda asignada ya que ocurrirá un efecto de modulación por amplitud a la señal por el hecho de que esta señal parasita interfiere en la componente de amplitud de la señal agravándose el caso si esta señal tiene altos índices de modulación o si esta tiene un gran nivel de potencial lo cual hará difícil la interpretación demodulada de la señal.

- **Intermodulación:** Este fenómeno se debe a interferencias con portadoras co-canales con alto nivel de potencia o de ruido, es un fenómeno muy presente en multiplexores y en amplificadores de alta ganancia debido a las no linealidades que estos procesos llevan inmersos, lo cual se puede ejemplificar mediante el desarrollo en la componentes de orden mayor de (2.4) y (2.5), es decir introducimos los productos de la multiplicación descartando el efecto armónico y las componentes DC tendremos términos en distintos rangos:

- Las fundamentales ω y ωi, tomando al primero como la frecuencia de interés y al segundo como la interferente vecina, mas no incluida en el canal de interés.
- En $\omega \pm \omega_i$, las cuales serán al igual que las armónicas de alto orden ignoradas debido al proceso de filtraje posteriormente explicado.
- En $2\omega \pm \omega_i$ *y* $2\omega_i \pm \omega$, estas últimas son componentes críticas y de alto nivel de interferencia, ya que al ser las fundamentales vecinas entre si el resultado de la suma anterior puede caer (**fig. 2.1**) en la banda de recepción deseada produciendo errores en la trama.

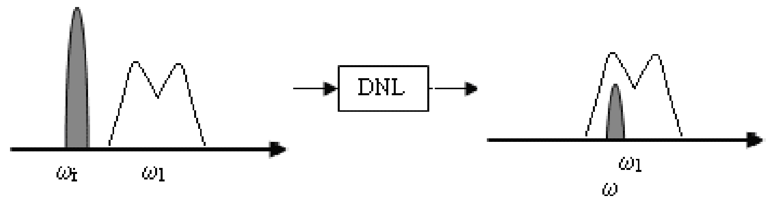


Figura 2. 1 Efecto de intermodulación en un dispositivo no lineal (DNL) donde $\omega = 2\omega_i \pm \omega$.

Este fenómeno es de gran utilidad para los diseñadores en alta frecuencia ya que brinda una relación de magnitudes no solo en el sentido de cercanías de frecuencias co-canales sino que también establece una relación de magnitudes para así tomar la correcta elección al momento de enviar una señal al ambiente.

- **Frecuencia Imagen:** En el proceso de conversión de frecuencia sea este a la subida o a la bajada, ocurre un fenómeno singular que es de especial cuidado en transmisiones de banda estrecha denominada frecuencia imagen, es decir que al modular o demodular una señal no solo se ve afectada sino que tenemos una señal que se inserta de manera natural a la banda de interés (Fig2.2)

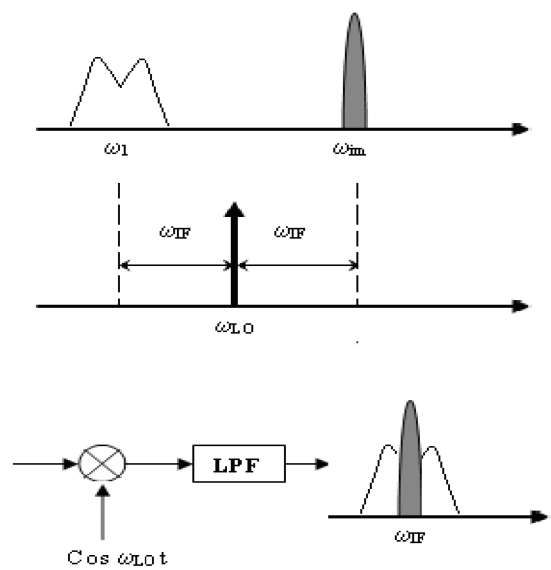


Figura 2. 2 Efecto de imagen, dos señales que se demodulan en la misma banda de frecuencias.

Este problema de imagen se da porque un multiplicador analógico no preserva la polaridad de la diferencia entre sus dos frecuencias de entrada, es decir cos (ω1- ωim) es lo mismo que cos (ω_{im} - ω_1).

2.1.3. Estabilidad en alta frecuencia

Debido a que por lo general, los dispositivos que trabajan en medios o caminos de transmisión sean estos guiados o no guiados, tienen un rango y puntos de operaciones especificadas por las reglas de diseño o por el fabricante, es de suma importancia determinar los puntos mínimos y máximos de integridad adicional a esto el buen funcionamiento de los mismos por lo que definiremos algunos parámetros básicos de funcionamiento.

- **Razón de Voltaje de onda Estacionaria (VSWR):** Se define al VSWR como una medida simple del grado de desacoplamiento de una línea de transmisión, es decir mide la relación de magnitud del voltaje máximo en la línea.

- **Figura de Ruido:** Para casi la totalidad de los diseños analógicos e implementaciones circuitales, uno de los factores más importantes a tener en cuenta es la figura de ruido (Noise Figure).Por ello en el diseño RF es necesario saber que tanto se afecta esta relación de calidad (SNR) al atravesar por una etapa cualquiera de nuestro circuito, y esta relación se la define de la siguiente manera:

$$Figura\ de\ Ruido = \frac{SNR_{entrada}}{SNR_{salida}} \qquad (2.6)$$

La figura de ruido es comúnmente llamada factor de ruido ya que mide la cantidad de degradación de una señal al pasar por un dispositivo o arreglo circuital sea este activo o pasivo.

- **Sensibilidad:** En un receptor, la sensibilidad es definida como el nivel mínimo de señal que este pueda detectar manteniendo o aceptando un valor tolerable de SNR. Para poder expresar este valor mínimo podemos reescribir (2.6) de la siguiente forma:

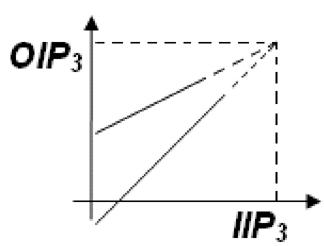
$$Figura\ de\ Ruido = \frac{P_s / P_{RS}}{SNR_{salida}} \qquad (2.7)$$

En donde: Ps es la potencia de entrada de la señal y PRS la potencia disipada por la resistencia implícita de la fuente, así podemos hallar una expresión para el ancho de un canal B:

$$Ps = P_{RS}.F.R.SNR_{salida}.B \text{ de donde}$$

$$P_{\min} = P_{RS} + 10\log .F.R. + 10\log SNR_{salida}. + 10\log B \quad (2.8)$$

- **Producto IM de tercer orden (IP3):** Una vez visto el efecto de la tercera armónica en los sistemas no lineales y debido a la limitación que ocurre con altas portadoras cercanas a la banda de interés, se denomina producto IM de tercer orden o IP3, al nivel máximo de potencia tolerado por un sistema no lineal sobre el cual la magnitud de la armónica principal es mayor a la magnitud de la armónica de tercer orden[2].



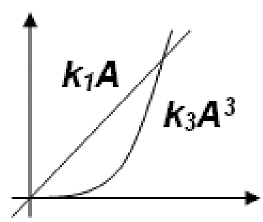


Figura 2. 3 Efecto del producto IM de tercer orden, expresado en escala lineal (izquierda) y logarítmica (derecha).

Según la Fig. 2.3 vemos como el crecimiento de la armónica de tercer orden es exponencial, llamando así al producto de intermodulación el punto de intersección entre ambos. Esto físicamente nos indica que no se puede amplificar una señal de una manera arbitraria,

[2] Referencia "RF Microelectronics" Behzad Razavi Chap.2 pág. 19

brindándole al diseñador un parámetro importante de diseño, a su vez nos permite medir indirectamente la linealidad de una etapa del sistema.

Existen varios métodos para medir estos parámetros pero el más utilizado por la facilidad que implica este de medir todos los valores es el siguiente:

$$20\log A_{IP3} = \frac{1}{2}\left(20\log A_{w1,w2} - 20\log A_{IM3}\right) + 20\log A_{in} \qquad (2.9)$$

En donde:

AIP3: Amplitud de IP3

Aw1,w2: Amplitud de la salida de las armónicas.

AIM3: Amplitud del producto entre las armónicas

Ain: Nivel de entrada de cada banda de frecuencia

Estando todos los niveles expresados en dBm, se puede dar el caso de que el punto de IM sea mayor que la propia fuente de alimentación, en este caso se tendrá que extrapolar para encontrar el punto de cruce de las armónicas.

- **Rango Dinámico:** En un sistema de radio frecuencia se conoce al rango dinámico al rango medido de niveles de voltaje y potencia, los cuales al ser puestos a la entrada de un circuito producen una salida apropiada sin alterar los parámetros de funcionamiento y sin alterar la integridad de los circuitos.

  La ecuación de estabilidad en un circuito se denomina al rango dinámico que se puede tolerar en la presencia de altas portadoras de interferencia produciendo un nivel aceptable de SNR para pequeñas señales. Este es definido para los valores efectivos del circuito estudiado, tomando en cuenta no solo pruebas de laboratorio sino de campo (si este fuese el caso), para lo cual se toma como limites inferior y superior a la sensibilidad y al producto IM de tercer orden respectivamente.

  Por lo tanto la ecuación de estabilidad según (2.8) y (2.9), o también llamado rango dinámico libre de espurias (RDLE):

$$RDLE = Pentrada\,,\max - Pentrada\,,\min$$
$$RDLE = A_{IP\#} - P\min \qquad (2.9)$$

2.2. Elementos de Diseño

Una vez estudiado los factores y conceptos básicos para el diseño circuital en RF, podemos incursionar en los elementos mismos de alta frecuencia que harán posible el funcionamiento de nuestro transceiver, para ello serán expuestos algunos conceptos de análisis de circuitos, análisis de impedancia, etc.

Los elementos comúnmente usados son:

2.2.1. Antena

Es un dispositivo que sirve para transmitir y recibir ondas de radio. Convierte la onda guiada por la línea de transmisión (el cable o guía de onda) en ondas electromagnéticas que se pueden transmitir por el espacio libre.

Las antenas deben de dotar a la onda radiada con un aspecto de dirección. Es decir, deben acentuar un solo aspecto de dirección y anular o mermar los demás. Esto es necesario ya que solo nos interesa radiar hacia una dirección determinada.

Los parámetros generales de una antena son los siguientes:

- **Impedancia de Entrada:** Es la impedancia efectiva de la antena vista desde el lado de la entrada, para que haya un correcto acoplamiento la etapa anterior de diseño debe de tener una impedancia de salida igual a la impedancia de la antena.

- **Patrón de radiación:** Es un diagrama polar o también llamado diagrama de radiación el cual nos brinda una apreciación de la cantidad de energía radiada por la antena en todas las direcciones, para ello se toma como punto de medida el campo eléctrico y las coordenadas espaciales, por lo general los patrones se dan en planos horizontales y verticales[3] (Fig. 2.2).

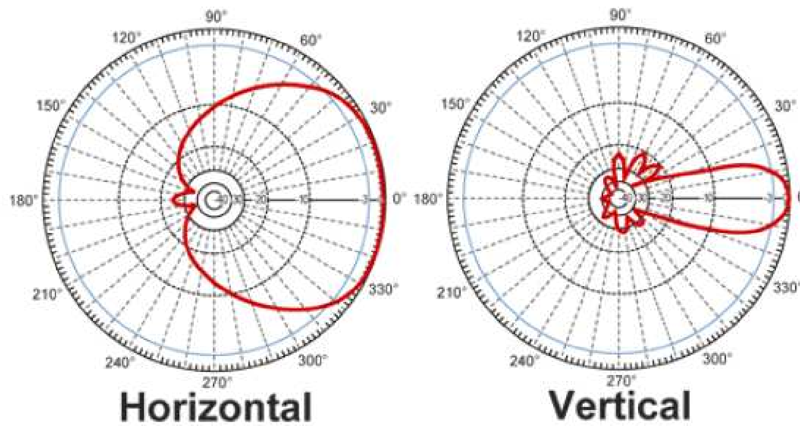


Figura 2. 4 Patrón de radiación Horizontal y Vertical de una antena sectorizada.

- **Ganancia directiva y de potencia:** La ganancia directiva es la relación de la densidad de potencia radiada en una dirección en particular con la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena isotrópica, suponiendo que ambas antenas irradian la misma cantidad de potencia.

---

[3] Ver Anexo B

La ganancia de potencia como tal se la define como la ganancia directiva pero esta vez utilizando toda la potencia que se le suministra a la antena.

- **Polarización:** Es la orientación con la cual el campo eléctrico es radiado fuera de la antena, la cual puede ser lineal (vertical u horizontal), o también puede ser circular o elíptica.

- **Ancho de banda:** Se refiere al rango de frecuencias por los cuales la antena se comporta de una manera satisfactoria, es decir cumple con los parámetros de ganancia y de potencia especificados.

2.2.2. Duplexor

Se denomina duplexer o diplexer al primer elemento en la red de transmisión/recepción luego de la antena, este elemento es un filtro de banda de frecuencias el cual puede funcionar de dos maneras dependiendo del método de acceso:

- **Duplexor TDD:** Es un elemento de acceso secuencial o temporal, es decir mediante una señal de control este permite establecer un enlace entrante (hacia) o saliente (desde) a la antena.

- **Duplexor FDD:** Es un elemento de acceso simultaneo, es decir el camino de ida y de regreso están siempre activos por lo que debe de brindar un gran aislamiento entre ellos, en general se lo puede especificar como un filtro de banda estrecha, el cual permite que los caminos de recepción y transmisión sean filtrados justo después de la antena para luego proceder a tratarlos dependiendo de la complejidad de la etapa en RF.

2.2.3. Amplificador de Bajo Ruido

Luego de que una onda electromagnética es convertida en señales eléctricas, estos impulsos pasaran a través de un LNA, por lo tanto el ruido que este dispositivo añada en esta etapa afectará a todas las etapas subsiguientes.

La mínima ganancia de un LNA está gobernada por tres parámetros importantes:

- La supresión de la imagen por el filtro.
- La figura de ruido.
- El punto de intersección de la 3ra armónica de ruido de intermodulación del multiplicador.

Por lo tanto la ganancia que efectúe el filtro debe de ser mayor a la suma de las pérdidas que pudiese aportar cada dispositivo en el receptor, tomando también en cuenta los distintos ruidos inherentes al sistema como el ruido de intermodulación del multiplicador. Es por eso que la figura de ruido de un LNA es muy baja comparada con los otros elementos (0-2db) del camino de recepción (incluida la antena: transceiver).

Un LNA se basa generalmente en una figura de ruido predominante (dada principalmente por el multiplicador) para así tener siempre un nivel aceptable de amplificación de la señal recibida.

2.2.4. Filtros

Una etapa muy importante en todo diseño circuital no solo de RF sino en media y baja frecuencia es la etapa de filtraje, hay varios tipos de filtros como lo son los pasa bajas, pasa altas, pasa bandas y rechazo de banda, todos estos cumplen papeles importantes en menor o en mayor medida en el camino de transmisión/recepción.

Normalmente los filtros más usados son la pasa banda ya que debido a la naturaleza ruidosa de todos los ambientes inalámbricos es necesario atacar de una manera más efectiva la elección de las bandas de frecuencia de interés.

Debido a la naturaleza compleja de la etapa de filtraje se hace necesario tener no solo claro los parámetros de frecuencia de corte, frecuencia de paso, porcentaje de rizo en banda pasante, ganancia efectiva y atenuación efectiva, sino que también hay que tomar en cuenta que mientras más alta sea la frecuencia, las normas de diseño de circuitos integrados debe hacerse de una manera más cuidadosa para evitar que las pistas de los circuitos funcionen como antenas e introduzcan ruidos no deseados y hasta el mal funcionamiento de los mismos.

2.2.5. Amplificadores de Potencia

Ofrecen una eficiencia hasta máximo del 50%, lo cual es típicamente el valor de la perdida de nivel de potencia de un transceiver o de un duplexor (consumida por calor), manejan corrientes considerables necesitando una gran cantidad de energía (por ello son mayormente utilizados en conversión hacia arriba) para funcionar, y son susceptibles a introducir un alto nivel de ruido, por lo cual es muy importante hacer un correcto acoplamiento de impedancias.

En algunas ocasiones es necesario poder brindar una red de acople antes del duplexor (después del PA) para lograr la máxima transferencia de potencia a la antena y así mismo filtrar los componentes fuera de la banda que han sido introducidos por las no linealidades del amplificador, así también hay que tomar en cuenta el producto ancho de banda del PA ya que este podría introducirle un nivel no deseado, luego de la conversión hacia arriba lo cual afectará directamente a nuestro oscilador local inyectándole componentes no deseadas.

2.2.6. Amplificadores de Banda Estrecha

Estos amplificadores pueden cubrir bandas muy amplias, un amplificador es considerado como de banda amplia cuando su ancho de banda es mayor al 20% de su frecuencia central.

Estos amplificadores son muy utilizados cuando el rango de operación va a variar con varias décadas.

2.2.7. Esquemas de diseño

La etapa RF, como se sabe consta de los caminos tanto de transmisión como de recepción por lo cual es necesario diferenciar los métodos de diseño y luego dividir los esquemas de diseño según la función de sus elementos.

- **Homodineos:** Se denomina de esta manera a los esquemas que poseen una sola etapa de conversión de frecuencia (mono-conversión), es decir que al recibir y transmitir la señal en banda base, se la desciende o se la eleva respectivamente una sola vez hasta la frecuencia de transmisión, es decir que la frecuencia del oscilador central es igual a la frecuencia portadora.

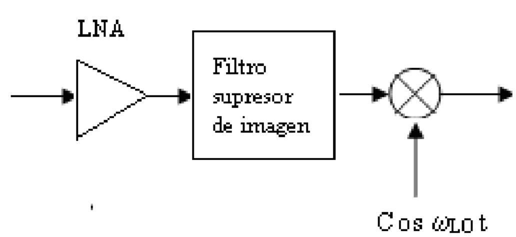


Figura 2. 5 Esquema homodineo de recepción.

- **Heterodineos:** Un sistema heterodineo se denomina a los sistemas de doble conversión de frecuencia, es decir que sufre dos elevaciones o disminuciones de frecuencia según el proceso de transmisión o recepción. Este esquema es ampliamente utilizado en el paso de recepción debido a tres principales razones:

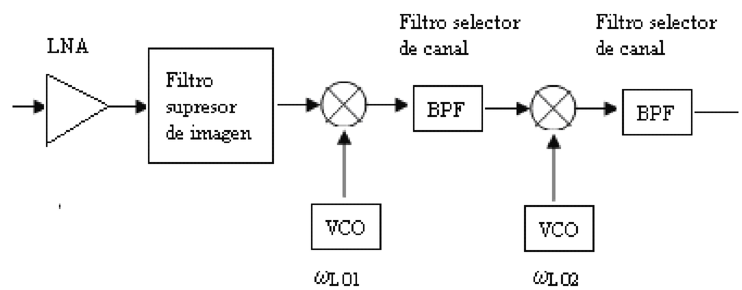


Figura 2. 6 Esquema heterodineo de recepción.

- Hace saltos en frecuencia desde la banda base en el orden de los cientos de MHz o en el orden de los GHz, ya que aplicar un método de selección de canal en estas bandas es complicado tanto en la parte de circuitos integrados como en la interfaz RF (antena propiamente dicha).

- Fenómenos como el de frecuencia imagen y producto IM pueden ser mejor abordados en frecuencias intermedias que en frecuencias altas.
- Los osciladores, y la señal deseada tiene una etapa de adaptación en frecuencia intermedia IF lo cual permite puntos de operación estables y menos propensos a efectos no lineales y varianzas temporales.

Al utilizar sistemas de doble conversión es necesario tener algunos puntos en cuenta en la etapa de diseño, ya que utilizar dos osciladores locales implica tener dos veces más atención al momento de estabilizar los voltajes de ajuste para minimizar al máximo el jitter debido a la varianza en el tiempo de estos voltajes de ajuste, por ende:

- Establecer un método de elección adecuado de frecuencias de los osciladores locales, basados no solo en la estabilidad circuital, sino también tomando en cuenta el plano de tratamiento inicial o acoplamiento de la señal de banda base, ya que utilizar una conversión sencilla (efectuada por un multiplicador frecuencial) produce menos espurias, y establece un VSWR más estable que realizar una conversión modulada (efectuada por un modulador en fase y cuadratura I/Q).

- Tener puntos de retroalimentación para controlar la estabilidad del voltaje de ajuste de los VCOs, los cuales pueden ser implementados con lazos de control (PLL) o con lazos de fuerza a nivel del sistema de alimentación el cual pese a ser más sencillo de implementar es el que da mejores resultados en función de la eficiencia del circuito.

2.3. Estudio Inalámbrico

Las comunicaciones inalámbricas hacen uso de las ondas electromagnéticas para enviar señales a través de largas distancias en el espacio libre. Aunque el espacio libre realmente implica el vació, con frecuencia la propagación por la atmósfera terrestre se llama propagación por el espacio libre y se puede considerar siempre así. La principal diferencia es que la atmósfera de la Tierra introduce perdidas de la señal que no se encuentra en el vacío.

Las ondas electromagnéticas abarcan un amplio rango de frecuencias (y correspondientemente, de longitudes de onda). Este rango de frecuencias y longitudes de onda es denominado espectro electromagnético figura 2.7. La parte del espectro más familiar a los seres humanos es probablemente la luz, la porción visible del espectro electromagnético. La luz se ubica aproximadamente entre las frecuencias de 7,5*1014 Hz and 3,8*1014 Hz, correspondientes a longitudes de onda desde cerca de 400 nm (violeta/azul) a 800 nm (rojo)[4].

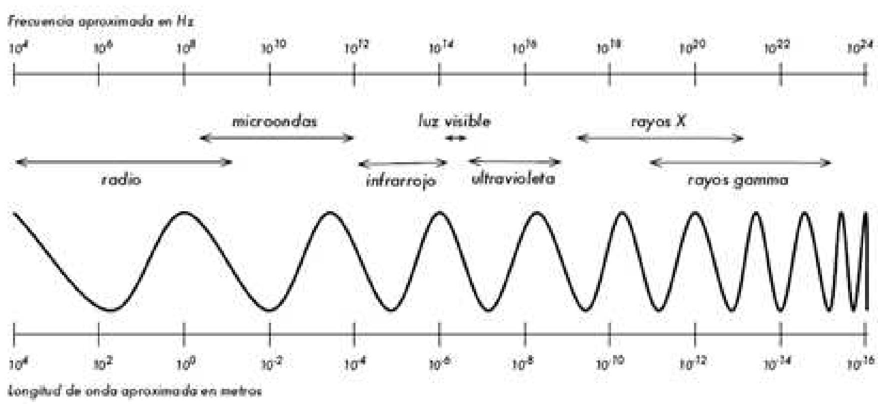


Figura 2. 7 El espectro electromagnético.

[4] Referencia Website: http://www.monografias.com/trabajos6/ante/ante.shtml#

Las ondas de radio se propagan por la atmósfera terrestre con energía trasmitida por la fuente, posteriormente la energía se recibe del lado de la antena receptora. La radiación y la captura de esta energía son funciones de las antenas y de la distancia entre ellas.

- **Atenuación:** La atenuación se describe matemáticamente por la ley del cuadrado inverso que nos dice como se reduce la densidad de potencia con la distancia a la fuente. A medida que la fuente se aleja del frente de onda el campo eléctrico continuo se dispersa, lo que hace que las ondas electromagnéticos se alejen cada vez más entre sí por este hecho la cantidad de onda por unidad de área es menor.

  Esto quiere decir que no se pierde ni se disipa nada de la potencia irradiada por la fuente a medida que el frente de onda se aleja, sino que el frente se extiende cada vez más sobre un área mayor lo que hace una pérdida de potencia que se suele llamar atenuación de la onda. La atenuación de una onda se debe en si a la dispersión esférica de la onda.

- **Absorción:** La absorción se da cuando las ondas electromagnéticas atraviesan algún material haciendo que estas ondas se debiliten o atenúan. La cantidad de potencia pérdida va a depender de su frecuencia y del material. Una vez que se absorbe, la energía esta se pierde para siempre, provocando una atenuación de las intensidades de voltaje y campo magnético al igual que una reducción correspondiente en la densidad de potencia.

Así también la absorción de onda electromagnética depende también en el medio que se propaga. Las pérdidas por absorción no depende de la distancia a la fuente de radiación, sino a la distancia total que la onda se propaga a través de la atmósfera, es decir, cuando la onda se propaga a través de un medio homogéneo y cuyas propiedades son uniformes, las pérdidas por absorción en el primer kilómetro de propagación son las mismas que en el último kilómetro.

- **Refracción:** La refracción se refiere al cambio de dirección de un rayo al pasar en dirección oblicua de un medio a otro con distinta velocidad de propagación. La velocidad con la que se propaga una onda electromagnética es inversamente proporcional a la densidad del medio en el que lo hace. Por tanto va haber refracción siempre que una onda pase de un medio a otro con distinta densidad como lo podemos observar en la figura 2.8.

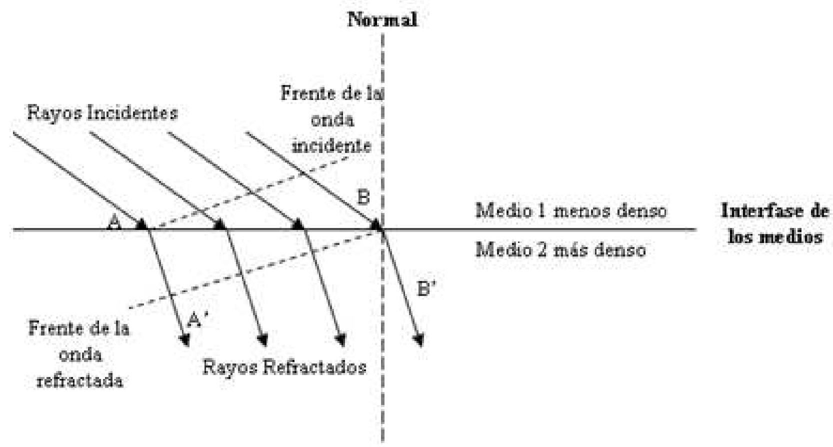


Figura 2. 8 Refracción en una frontera plana entre dos medios.

En la figura 2.8 podemos observar como el rayo A se propaga del medio 1 al medio 2 siendo el medio 1 menos denso que el medio 2. El rayo A experimenta un cambio de dirección al propagarse dentro del medio 2.

- **Reflexión:** La reflexión se da cuando un rayo incide sobre una superficie y este es desviado con el mismo ángulo con el cual incide sobre la superficie, en la figura 2.9 podemos ver como el rayo incidente choca al medio con ángulo de incidencia α_i. Este frente es reflejado en su totalidad con un cambio de dirección llamado α_r.

Las reglas de reflexión son simples pero se pueden complicar mucho cuando tenemos una situación urbana ya que va haber muchos objetos de metal, donde debido a esto se nos va a presentar el efecto multitrayectoria (multipath) juega un rol muy importante en las redes inalámbricas. El efecto multitrayectoria quiere decir que la señal llegué al receptor a través de diferentes caminos, por consiguiente en tiempos diferentes.

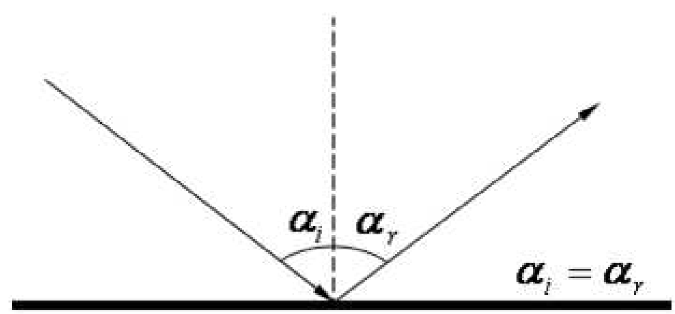


Figura 2. 9 Reflexión de Onda.

- **Difracción:** La difracción se refiere a la modulación o redistribución de la energía de un frente de onda al pasar cerca de la orilla de un objeto opaco. Por la tanto la difracción es el fenómeno que nos permite que las ondas luminosas o de radio se propaguen en torno a las esquinas.

Cuando el frente de onda pasa cerca de algún obstáculo o discontinuidad cuyas dimensiones sean del tamaño comparable a una longitud de onda, no se puede usar el análisis geométrico, si no que utilizamos el principio de Huygens.

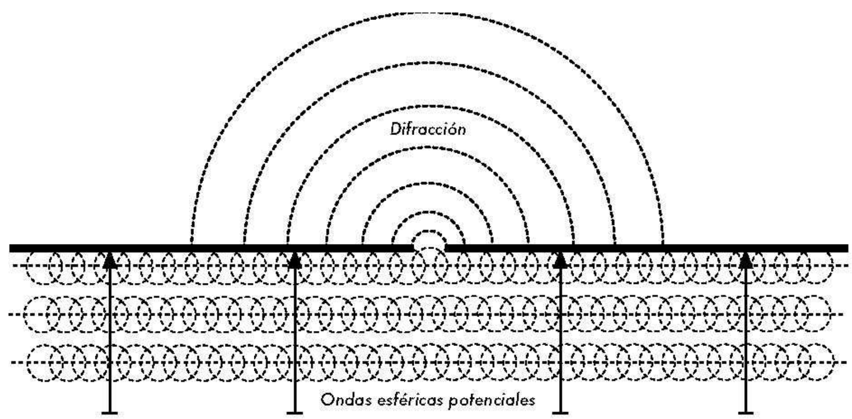


Figura 2. 10 Principio de Huygens.

El Principio de Huygens figura 2.10 provee un modelo para comprender este comportamiento. Imagine que en un momento determinado, cada punto del frente de onda puede ser considerado como el punto de inicio de otra onda esférica. Esta idea fue desarrollada más adelante por Fresnel, y si describe adecuadamente el fenómeno todavía es tema de debate. Pero para nuestros propósitos el modelo de Huygens describe el efecto bastante bien.

Es por medio del efecto de difracción que las ondas van a "doblar" las esquinas, o van a atravesar una abertura en una barrera. La longitud de onda de la luz visible es muy pequeña como para que los humanos puedan observar este efecto directamente. Las microondas, con una longitud de onda de varios centímetros, muestran los efectos de la difracción cuando chocan contra paredes, picos de montañas y otros obstáculos. La obstrucción provoca que la onda cambie su dirección y doble en las esquinas.

- **Interferencia:** Interferencia habitualmente se refieren a todos los tipos de alteraciones generadas por otras redes y otras fuentes de microondas. La interferencia es una de las fuentes de dificultades principales en el despliegue de enlaces inalámbricos, especialmente en ambientes urbanos o en espacios cerrados donde muchas redes pueden competir por el uso del espectro.

Siempre que las ondas de igual amplitud y fases opuestas se crucen en el camino, son eliminadas y no se pueden recibir señales. El caso más común es que las ondas se combinen y generen una nueva forma de onda que no puede ser utilizada efectivamente para la comunicación. Las técnicas de modulación y el uso de canales múltiples ayudan a manejar el problema de la interferencia, pero no lo elimina completamente.

- **Zona de Fresnel:** La teoría exacta de las zonas de Fresnel es algo complicada. Sin embargo el concepto es fácilmente entendible: sabemos por el principio de Huygens que por cada punto de un frente de onda comienzan nuevas ondas circulares. Sabemos que los haces de microondas se ensanchan. También sabemos que las ondas de una frecuencia pueden interferir unas con otras. La teoría de zona figura 2.11 de Fresnel simplemente examina a la línea desde A hasta B y luego al espacio alrededor de esa línea que contribuye a lo que está llegando al punto B. Algunas ondas viajan directamente desde A hasta B, mientras que otras lo hacen en trayectorias indirectas. Consecuentemente, su camino es más largo, introduciendo un desplazamiento de fase entre los rayos directos e indirectos. Siempre que el desplazamiento de fase es de una longitud de onda completa, se obtiene una interferencia constructiva: las señales se suman óptimamente. Tomando este enfoque, y haciendo los cálculos, nos encontramos con que hay zonas anulares alrededor de la línea directa de A a B que contribuyen a que la señal llegue al punto B.

Existen muchas zonas de Fresnel, pero a nosotros nos interesa principalmente la zona 1. Si ésta fuera bloqueada por un obstáculo, por ej. Un árbol o un edificio, la señal que llegue al destino lejano será atenuada. Entonces, cuando planeamos enlaces inalámbricos, debemos asegurarnos de que esta zona va a estar libre de obstáculos. En la práctica en redes inalámbricas nos conformamos con que al menos el 60% de la primera zona de Fresnel esté libre.

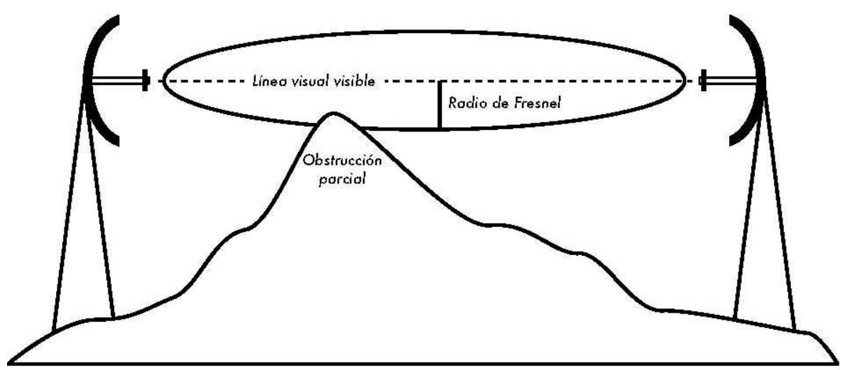


Figura 2. 11 Zona de Fresnel.

2.4. Modelos de Propagación.

Los modelos de propagación de Radio Frecuencia surgen por la necesidad de modelar una zona geográfica de terreno irregular para así poder predecir las pérdidas a través del camino hacia el móvil, existen una gran cantidad de factores que se deben tener en cuenta como:

- El perfil de terreno de la zona a modelar o zona de cobertura.
- Presencia de obstáculos como edificios, arboles, montañas, etc.

Para lograr este fin a lo largo de la historia muchos científicos han propuestos varios modelos, los cuales apuntan a pronosticar la potencia de la señal en un punto específico de recepción dentro de una área, pero estos métodos varían en su enfoque, complejidad y precisión. En su mayoría éstos basados en la interpretación de mediciones en diversos tipos de áreas de servicio.

2.4.1. Modelos de Propagación para ambientes abiertos.

Los modelos de propagación de Radio Frecuencia surgen por la necesidad de modelar una zona geográfica de terreno irregular para así poder predecir las pérdidas a través del camino hacia el móvil, existen una gran cantidad de factores que se deben tener en cuenta como:

El perfil de terreno de la zona a modelar o zona de cobertura.
Presencia de obstáculos como edificios, arboles, montañas, etc.

Para lograr este fin a lo largo de la historia muchos científicos han propuestos varios modelos, los cuales apuntan a pronosticar la potencia de la señal en un punto específico de recepción dentro de una área, pero estos métodos varían en su enfoque, complejidad y precisión.

- **Modelo de Propagación en el Espacio Libre:**

Este modelo de Propagación sirve cuando entre el trasmisor y el receptor hay una clara línea de vista. Los enlaces de microondas como los sistemas de comunicación satelital se pueden modelar como propagación en el espacio libre. El modelo de propagación de espacio libre predice que la potencia que se recibe decae como función de la distancia de separación entre el trasmisor y receptor elevada a alguna potencia.

La potencia que se recibe en el espacio libre por una antena receptora la cual está separada de la antena trasmisora a una distancia d. está dada por la ecuación 2.11:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \qquad (2.11)$$

Donde:

Pt: Potencia Trasmitida.

Pr: Potencia Recibida la cual es en función de la separación del Tx-Rx.

Gt: Ganancia de la antena trasmisora.

Gr: Ganancia de la antena receptora.

d: Distancia de separación de Tx-Rx dada en metros.

L: Factor de pérdida del sistema no se relaciona a la propagación.

λ: Longitud de Onda en metros.

La ganancia de la antena está dada por:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \qquad (2.12)$$

La apertura efectiva Ae se relaciona con el tamaño físico de la antena y λ se relaciona con la frecuencia de la portadora mediante:

$$\lambda = \frac{c}{f} \qquad (2.13)$$

f: Frecuencia de la portadora dada en Hertz.

c: Velocidad de la luz dada en metros/segundos.

Los valores de **Pt** y **Pr** deben ser expresados en las mismas unidades. **Gt** y **Gr** son cantidades adimensionales.

Las pérdidas **L** son usualmente se deben a la atenuación de la línea de trasmisión, a las pérdidas por filtro, y a las pérdidas de la antena en los sistemas de comunicación. Cuando **L**=1 significa que no hay pérdida en el sistema.

La ecuación 2.11 nos muestra como la potencia de la señal recibida se atenúa conforme el cuadrado de la distancia entre el trasmisor y el receptor, implicando que decae 20 dB/década.

Las pérdidas por trayectoria que representan la atenuación de la señal como una cantidad positiva medida en dB y puede o no incluir el efecto de ganancias de antenas. Cuando se incluyen la ecuación es la siguiente:

$$P_L(dB) = 10\,log\frac{P_t}{P_r} = -10\,log\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \qquad (2.14)$$

También lo podemos expresar de la siguiente manera:

$$L_n(dB) = 20\log d + 20\log f - 10\log G_t - 10\log G_r - 147.55dB \qquad (2.15)$$

Cuando la ganancia de las antenas es excluida, se suma que tiene ganancia unitaria y la ecuación se convierte en:

$$P_L(dB) = 10\log\frac{P_t}{P_r} = -10\log\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \qquad (2.16)$$

La ecuación de Friis solo es válida para predecir Pr para valores de d que estén en la región far-field o región de Fraunhofer de una antena trasmisora se define como la distancia df, la cual se relaciona con la dimensión mayor de la apertura numérica de la antena trasmisora y con la longitud de onda de la portadora. La distancia de Fraunhofer está dada por la ecuación 2.17:

$$d_f = 2\frac{D^2}{\lambda} \qquad (2.17)$$

Donde:

D es la dimensión física mayor de la antena. Adicionalmente para estar en la región far-field se debe satisfacer **df>>D** y **df>>1**.

- **Modelo de Longle–Rice (ITS irregular terrain model).**

Este modelo se aplica a sistemas punto a punto y a esquemas de comunicación en el rango de frecuencias desde VHF hasta EHF, es decir, desde los 40MHz hasta los 100GHz, sobre diferentes tipos de terrenos.

La perdida “media” de propagación es obtenida utilizando información sobre la geometría del terreno entre el receptor y transmisor, y las características refractivas de la tropósfera.

Para predecir la potencia de la señal dentro del horizonte (LOS) se utiliza principalmente el modelo de reflexión terrestre de 2 rayos figura 2.13.

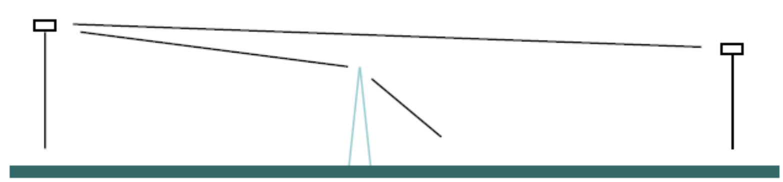


Figura 2. 12 Fenómeno filo de cuchillo.

Este modelo también analiza los fenómenos de dispersión en la tropósfera para poder hacer predicciones sobre distancias largas.

Las pérdidas de difracción en el campo lejano a distancias del doble del horizonte son predecibles utilizando en método de Van der Pol-Bremmer modificado.

El método Longley – Rice trabaja en dos modos:

- Cuando se dispone de una detallada descripción del perfil del terreno, facilitando la obtención de los parámetros de propagación, a esto se le conoce como modo de predicción punto a punto.
- No se dispone del perfil del terreno, para lo cual el método dispone de técnica para estimar los parámetros específicos, a este modo se le conoce como predicción de área.

Este método ha sido objeto de modificaciones, una de las últimas millas ha sido la introducción de un nuevo factor llamado factor urbano (UF), con el cual se hace referencia a la atenuación debida a obstáculos que se presentan antes de llegar a la antena receptora.

Este modelo no provee de una forma de determinar correcciones debido a factores ambientales en las proximidades del receptor, así como tampoco considera el efecto de edificios y árboles, cabe mencionar que no considera el efecto de la multitrayectoria.

2.4.2. Modelo de Propagación en Interiores.

Con el advenimiento de PCS surgió un gran interés en caracterizar la propagación dentro de las construcciones, para lo cual era necesario considerar muchos factores y fenómenos que la afectan.

La propagación en interiores considera los fenómenos de reflexión, dispersión y difracción; pero bajo condiciones mucho más variables que las que se acostumbran considerar para los modelos anteriores.

La propagación en interiores no está influenciada por el perfil del terreno como la propagación en ambientes abiertos, pero puede ser afectada por la estructura del edificio. La señal transmitida alcanza al receptor por más de una trayectoria o ruta, a través de reflexión, refracción y difracción de las ondas de radio a causa de objetos como paredes, ventanas y puertas dentro del edificio.

- **Modelo de Quiebres Múltiples de Ericsson.**

  Este modelo se basa en la figura 2.8, a partir de la cual se pueden obtener los valores estimados de atenuación de la señal para una distancia dada dentro de una construcción.

  Como se puede apreciar, no es un modelo analítico, más bien se basa en la interpretación de la figura 2.14.

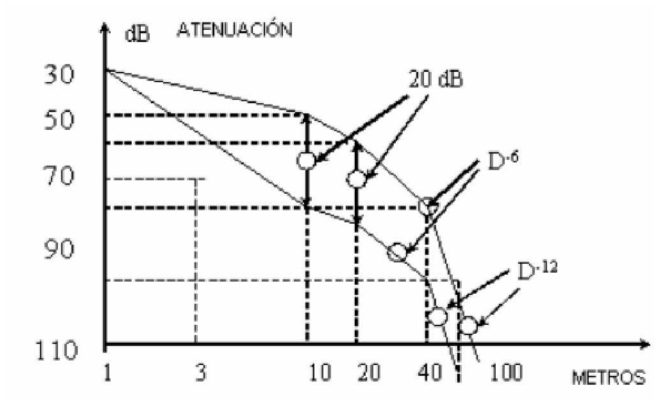


Figura 2. 13 Modelo de Quiebres Múltiples de Ericsson

Como se mencionó anteriormente éste modelo se basa en la interpretación de grafica de donde se puede ver que a medida que aumenta la distancia entre transmisor y emisor dentro de un edificio mayor son las perdidas, que como se puede apreciar no varían de manera lineal con la distancia.

2.5. Estándares de transmisión Inalámbrica

Los Estándares de trasmisión se deben de tratar mucho al momento de hablar de Redes, ya que es obligación cumplir con normas dependiendo en el medio que se vaya a trasmitir para nuestro proyecto nosotros vamos a tratar dos Estándares IEEE que son 802.11x y 802.16x.

Como vamos a observar son los que se deben de usar al momento de diseñar o implementar redes inalámbricas en aéreas grandes como lo es nuestro proyecto. El Estándar 802.11x se basa en Redes Inalámbricas LAN mientras que el Estándar IEEE 802.16x se basa en Redes Inalámbricas WMA - MAN.

2.5.1. Estándar 802.11x

El estándar IEEE 802.11[5] (Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and PhysicalLayer (PHY) specifications), a pesar de su reciente aparición, está penetrando en el mercado rápidamente. El secreto del éxito de esta técnica se basa principalmente en que trabaja en bandas de frecuencia que no necesitan de licencia para su utilización: ISM (Industrial, Scientific and Medical; 2,4GHz) y U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure; 5GHz).

En IEEE 802.11x fue necesario subdividir el modelo de capas de los otros estándares IEEE 802, a los efectos de simplificar el

[5] Estándares obtenidos de la IEEE.

proceso de especificación. La siguiente figura 2.15 representa el modelo de capas de IEEE 802.11x [01]:

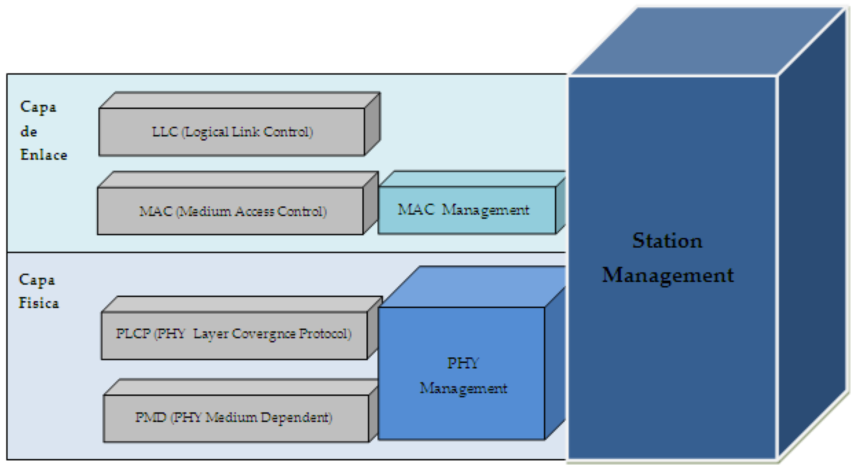


Figura 2. 14 Modelos de Capas de IEEE 802.11x.

La subcapa MAC es divide, a su vez, en otras dos subcapas:

- La subcapa MAC es responsable del mecanismo de acceso y la fragmentación de los paquetes.
- La subcapa de gerenciamiento de MAC (MAC Management) se encarga de administrar las actividades de Roaming dentro del ESS, la energía, y los procesos de asociación y disociación durante la registración.

La capa física se divide en tres subcapas:

- La subcapa PLCP (PHY Layer Convergence Protocol) se encarga de evaluar la detección de portadora y de formar los paquetes para los diversos tipos de capas físicas.
- La subcapa PMD (PHY Medium dependent) especifica las técnicas de modulación y codificación
- La subcapa PHY Management determina ajustes de diferentes opciones de cada capa PHY.

Adicionalmente se especifica una capa de administración de terminal (Station Management) responsable de coordinar las interacciones entre las capas MAC y PHY.

En la Capa Física cuando un paquete arriba a la subcapa PLCP desde la capa superior, se le adiciona un encabezado, el que depende del tipo de transmisión a utilizar en la capa PMD. Luego el paquete es transmitido por la capa PMD, de acuerdo a lo especificado en las técnicas de señalización. La recomendación 802.11x original fue especificada para trabajar a 1 y 2 Mbps, en la banda de los 2.4 GHz, utilizando 3 técnicas:

- Frecuency Hopping Spread Spectrum (FHSS).
- Direct Secuence Spread Spectrum (DSSS).

- Infrarojos (IR).

El estándar original aseguraba la interoperabilidad entre equipos de comunicación dentro de cada una de estas tecnologías inalámbricas, pero no entre las tres tecnologías. Desde entonces, muchos estándares han sido definidos dentro de la especificación IEEE 802.11x que permiten diferentes velocidades de operación.

Dentro del estándar IEEE 802.11x se encuentra:

- IEEE 802.11b /a /g
- IEEE 802.11/n

Para nuestra tesis nos vamos enfocar en el estándar IEEE 802.11a y IEEE 802.11g ya que estos dos se basan en OFDM. El estudio de cada uno de estos estándares los vamos a centrar sobre la capa física (PHY).

- **IEEE 802.11a:** La recomendación 802.11a es una extensión de la 802.11, y trabaja hasta 54 Mb/s en las bandas U-NII de 5.15 a 5.25, de 5.25 a 5.35 y de 5.725 a

5.825 GHz. Utiliza técnicas de modulación OFDM (Orthogonal Frequency División Multiplexing), en vez de FHSS o DSSS.

En la técnica OFDM, el emisor utiliza a la vez varias frecuencias portadoras, dividiendo la transmisión entre cada una de ellas. En IEEE 802.11a, se utilizan 64 portadoras. 48 de las portadoras se utilizan para enviar la información, 4 para sincronización y 12 está reservados para otros usos. Cada portadora está separada 0.3125 MHz de la siguiente, ocupando un ancho de banda total de 0.3125 x 64 = 20 MHz. Cada una de los canales puede ser modulado con BPSK, QPSK, 16-QAM o 64-QAM. Al dividir el flujo de datos a transmitir entre varios canales (portadoras), el tiempo en el aire de cada símbolo en cada canal es mayor, y por lo tanto, es menor el efecto de la interferencia producida por caminos múltiples, lo que redunda en una mejora en la recepción de la señal, evitando el uso de complejos sistemas DSP.

En Estados Unidos hay previstos 12 canales, de 20 MHz de ancho cada uno. Ocho de ellos son dedicados a aplicaciones de uso internas y cuatro a externas. En Europa se admiten 19 canales. Las potencias máximas admitidas dependen del canal utilizado.

A diferencia de DSSS, los canales OFDM en 802.11a no se superponen. Los canales en U-NII se definen entre las frecuencias de 5 y 6 GHz, a razón de un canal cada 5 MHz, según la fórmula Fcentral (MHz) = 5.000 + 5 x n siendo n el número del canal La siguiente tabla resume los canales y frecuencias utilizados en 802.11a:

Tabla I: Canales y frecuencias utilizados en 802.11a.

CANAL	FRECUENCIA (GHz)	USA	EUROPA	JAPON	RESTO DEL MUNDO
34	5.170	-	-	X	-
36	5.180	X	X	-	X
38	5.190	-	-	X	-
40	5.200	X	X	-	X
42	5.210	-	-	X	-
44	5.220	X	X	-	X
46	5.230	-	-	X	-
48	5.240	X	X	-	X
52	5.260	X	X	-	X
56	5.280	X	X	-	X
60	5.300	X	X	-	X
64	5.320	X	X	-	X
100	5.500	-	X	-	X
104	5.520	-	X	-	X
108	5.540	-	X	-	X
112	5.560	-	X	-	X
116	5.580	-	X	-	X
120	5.600	-	X	-	X
124	5.620	-	X	-	X
128	5.640	-	X	-	X

132	5.660	-	X	-	X
136	5.680	-	X	-	X
140	5.700	-	X	-	X
149	5.745	X	-	-	X
153	5.765	X	-	-	X
157	5.785	X	-	-	X
161	5.805	X	-	-	X

Las velocidades y las modulaciones utilizadas en 802.11a se resumen en la siguiente tabla:

Tabla II: Velocidades y modulaciones utilizadas en 802.11a.

VELOCIDADES (Mbps)	MODULACION
6	OFDM
9	OFDM
12	OFDM
18	OFDM
24	OFDM
36	OFDM
48	OFDM
54	OFDM

- **IEEE 802.11g:** La recomendación 802.11g [19], estandariza la operación de las WLAN con velocidades de datos de hasta 54 Mbps. Utiliza la misma banda de 2.4 GHz, trabaja además de a 1 y 2 Mb/s, también a 5.5 y 11 Mbps. Se diseñó de tal manera que ocupe básicamente la misma porción de espectro que en la 802.11, basándose en la modulación DSSS, CCK y la modulación opcional DSSS-OFDM. Además de esto el rango de velocidad es de 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 y 54 Mbps. De esto las tasas de trasmisión y recepción tienen capacidad de 1, 2, 5.5, 11, 6, 12, y 24 Mbps

Las velocidades y modulaciones utilizadas en 802.11g se resumen en la siguiente tabla:

Tabla III: Velocidades y modulaciones utilizadas en 802.11g.

VELOCIDADES (Mbps)	MODULACION
1	DSSS
2	DSSS
5.5	CCK
5.5	PBCC
11	CCK
6	OFDM
9	OFDM
11	CCK
11	PBCC
12	OFDM
18	OFDM
22	PBCC
24	OFDM
33	PBCC
36	OFDM
48	OFDM
54	OFDM

2.5.2. Estándar 802.16x

El estándar 802.16x hace referencia a un sistema BWA (Broadband Wireless Access) de alta tasa de trasmisión de datos y alcanzando grandes distancias hasta 50Km. Permite trabajar en bandas del espectro "licenciadas" como "no licenciadas". Para este estándar se han puesto varias bandas de frecuencias:

- Bandas 10-66 GHz licenciada.
- Bandas por debajo de 11 GHz.
- Bandas no licenciadas (5-6GHz).

La capa física de este estándar está basado en la modulación OFDM para ambiente NLOS y en bandas de frecuencias no licenciadas. Su orientación son principalmente los accesos fijos como residencias y empresas. Las modulaciones que se usan son: BPSK, QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

A continuación se describirán la capa PHY de este estándar, mencionando sus principales características, para esta capa se han definido cinco especificaciones diferentes, para satisfacer las necesidades de las diferentes aplicaciones específicas:

- **WirelessMAN-SC PHY:** Está diseñada para bandas de frecuencia entre 10GHz y 66GHz con multiplexación tipo TDD o FDD, en canales de frecuencia que pueden estar entre 20MHz y 28MHz, y los anchos de banda para la transmisión están entre 32Mbps y 134.4Mbps; estos valores varían dependiendo de la técnica de modulación utilizada, la cual puede ser QPSK, 16-QAM ó 64-QAM.

- **WirelessMAN-Sca PHY:** Está basada en una tecnología de una sola portadora para aplicación NLOS en las bandas de frecuencia por debajo de los 11GHz. Para las bandas que requieren licencia, el ancho de banda del canal debe ser igual al ancho de banda asignado por el ente regulador dividido entre una potencia de dos (2n) sin llegar a ser menor a 1.25MHz. Debe soportar bien sea TDD o FDD para el uso del espectro y las modulaciones que implementa son: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM.

- **WirelessMAN-OFDM PHY:** Está basado en la modulación OFDM para ambientes NLOS y en bandas de frecuencia por debajo de los 11GHz. Su orientación son principalmente los accesos fijos como residencias y empresas. Los símbolos OFDM están conformados por cierto número de subportadoras, el cual depende de la FFT (Fast Fourier Transform) que se aplique (en este caso 256). Las modulaciones que se usan son: BPSK, QPSK, 16-QAM Y 64-QAM (opcional en bandas no licenciadas).

- **WirelessMAN-OFDMa PHY:**Esta especificación está diseñada para enlaces NLOS en bandas de frecuencia por debajo de los 11GHz, con canales para bandas licenciadas de ancho igual al ancho de banda asignado por el ente regulador al operador dividido entre alguna potencia de dos (2x) sin ser menor a 1.0MHz utilizando modulaciones QPSK, 16-QAM ó 64-QAM.

- **WirelessHUMAN PHY:** Diseñada para canales frecuencia de 10MHz y 20MHz, espaciados 5MHz entre sí, en la banda de frecuencia de 5GHz a 6GHz (EEUU y Europa).

3. Planeación y Simulación del Sistema

3.1. RF PLANNING

Para poder levantar un enlace radio hay que no solo tener claro los aspectos eléctricos de la configuración del circuito y las características del medio inalámbrico , además de esto hay que hacer un estudio del medio a utilizar y analizar un las características del relieve en el lugar en que el sistema será implantando, para ello efectuaremos primeramente un estudio con mediciones de campo en el rango de frecuencias de la banda a 2,4GHZ para luego poder determinar las frecuencias de operación y la futura ubicación del transceiver.

3.1.1. Consideraciones del relieve e implantación geográfica del sistema.

Una de las primeras consideraciones a tener para implantar un sistema es la irregularidad del terreno y las alturas tentativas a las cuales las antenas serán ubicadas con respecto al lugar en que estas se sitúen. Existe un compromiso directo en lo que se refiere al relieve y a la línea de vista directa en un enlace punto a punto como el que se va a desarrollar en este proyecto, por consiguiente es necesario definir cuáles son las características de funcionamiento que debe tener el sistema y las posibles repercusiones que estas tengan en la transmisión y recepción electromagnética del mismo, por ejemplo:

- El dispositivo debe soportar transmisiones con y sin línea de vista por lo cual es necesario determinar el sitio en el cual se pueda tener los dos ambientes sin variar de mayor manera las características físicas del sistema.

- El dispositivo debe ser implantado en un lugar que permita simular al máximo ambientes tanto urbano como rurales, para ello debe tener edificaciones con distintos tipos de material así como también debe simular ambientes rurales como lo son vertientes, árboles irregularidades del terreno, planicies etc.
- Además es necesario tomar en cuenta la distancia física que tendrá la antena del transceiver para poder estimar las pérdidas de línea con respecto a las distancias, del mismo modo es necesario poder estimar el ruido que esta sección del camino de transmisión puede inducir para poder determinar el suelo de ruido del sistema para así ajustar los amplificadores de potencia en el camino de transmisión y los de bajo ruido en el de recepción.

3.1.2. Mediciones en la banda ISM a 2,4GHz

Para realizar las mediciones tomamos como punto de referencia las bandas de frecuencia del 802.11x, esto se justifica en el hecho de determinar de la manera más cercana posible los canales interferentes provenientes de los puntos de acceso WiFi que rodean comúnmente los lugares de nuestra localidad, luego de esto tomamos un lugar de prueba, que para nuestro caso fueron las inmediaciones del Sub-Componente Telecomunicaciones del proyecto VLIR. Al ser este sitio un lugar central de nuestra facultad y de estar rodeado de puntos de acceso WiFi, este nos permite simular de una manera adecuada la interferencia de señales externas para lo cual el sistema OFDM debe de estar dispuesto no solo a acoplarse sino de ser capaz de manejar rangos óptimos de operación.

Para mayor comprensión los cuadros que se muestran a continuación son un resumen de las mediciones realizadas, tomando como parámetros los valores medios, y las desviaciones estándares de 20 muestras intercaladas en cada banda y a su vez en tres distintos instantes de tiempo para aproximar la característica aleatoria del sistema, estas mediciones se basan principalmente en dos factores, medición de campo eléctrico efectivo y un procesamiento estadístico de estas mediciones para realizar un análisis más concreto de los mismos.

Tabla IV: Resumen de Mediciones en el Componente 8.

Frecuencias GHz	Valor Medio(uV)	Dev Estandar
2,412	4,74303	2,0742E-05
2,417	3,71817	2,2476E-05
2,422	3,06890	3,4052E-07
2,427	3,12593	2,2872E-06
2,432	5,06690	9,5578E-05
2,437	6,26767	9,7295E-05
2,442	6,57063	7,3347E-05
2,447	8,45830	6,2411E-04
2,452	13,07687	2,6509E-04
2,457	6,86667	2,4590E-04
2,462	11,34317	2,6429E-05
2,467	5,82577	4,3122E-05
2,472	7,12147	3,1698E-05
2,484	9,55143	6,6881E-04

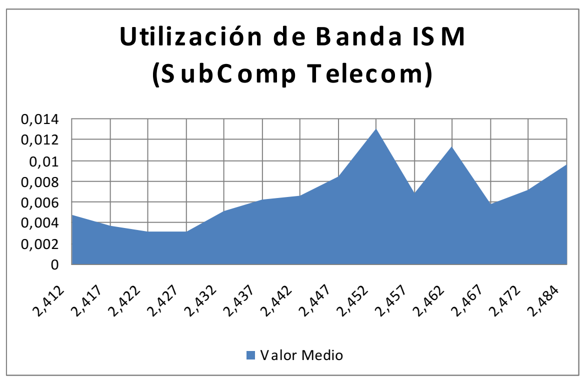


Figura 3. 1 Campo Eléctrico en el Sub-Componente 8.

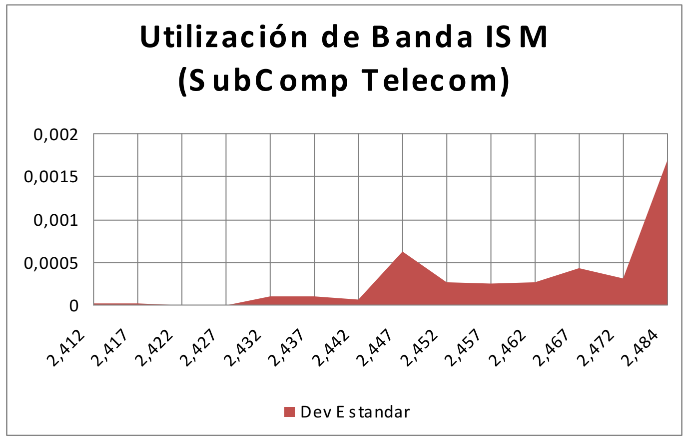


Figura 3. 2 Desviación estándar en el Sub-Componente 8.

.

Los dos parámetros que se muestran en la figura, nos ayudaran de gran manera a definir con cierto grado de precisión la frecuencia adecuada de funcionamiento del transceiver. Por otra parte escogimos un segundo lugar tentativo para realizar las mediciones al edificio de tecnologías el cual representa en primeras instancias un buen sitio de pruebas debido a la presencia de puntos de acceso WiFi, además nos brinda situaciones de LOS y NLOS adecuadas para probar el sistema sin realizar cambios significativos, estas y otras justificaciones se profundizaran posteriormente.

Tabla V: Resumen de Mediciones en Tecnologías.

Frecuencias GHz	Valor Medio(uV)	Dev Estandar
2,412	3.48085	2,4403E-05
2,417	3.80460	9,6773E-06
2,422	3.65138	1,5327E-05
2,427	3.74408	1,5327E-05
2,432	3.66660	5,9349E-06
2,437	4.18530	1,2808E-05
2,442	4.04187	1,4021E-05
2,447	3.66585	7,1350E-06
2,452	3.49045	8,7163E-07
2,457	3.52790	8,1240E-07
2,462	3.62913	1,1582E-05
2,467	4.38335	2,6651E-05
2,472	3.67305	1,7086E-05
2,484	3.89922	8,9759E-06

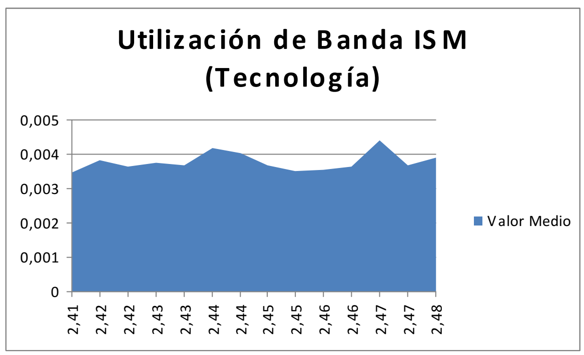


Figura 3. 3 Campo Eléctrico ($E^{\rightarrow}$) en Tecnología.

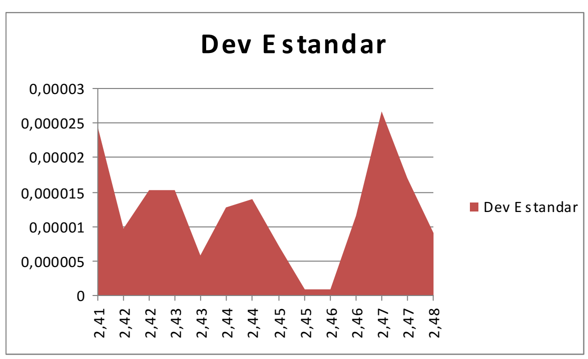


Figura 3. 4 Desviación estándar en Tecnologías.

3.1.3. Determinación de frecuencia en RF

En los cuadros de resumen de mediciones podemos observar aspectos muy importantes lo cuales nos ayudaran a definir claramente la frecuencia de funcionamiento del sistema:

- El valor promedio de las mediciones medidos en Voltios efectivos los cuales son clasificados claramente en dos grupos: aquellos que superan los 5mV, ya que como lo veremos más adelante supera el límite permisivo para diferenciar lo que se debe o no amplificar, y los menores a este valor aquellos que mientras más pequeños sean indicaran la mínima presencia de ruido en el ambiente.

- La desviación estándar o factor de dispersión la cual nos indica que tan dispersos están los valores de mediciones tomados, pero ya que las mediciones se realizaron bajo condiciones similares, una desviación menor nos indica valores más estables en el tiempo, lo que nos permite aproximar de mejor manera el suelo o nivel de ruido.

Así al comparar los valores medios de manera conjunta podemos observar claramente como estos muestran zonas de valores de campo en el orden de los 3uV **Fig. 2.5**.

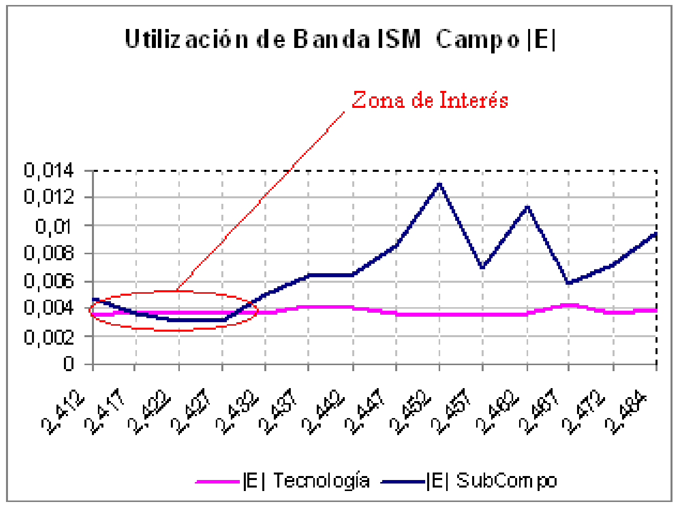


Figura 3. 5 Comparativa de Campos Eléctricos.

Estas zonas no solo demuestran ser las que tienen el menor nivel de ruido, sino también demuestran mayor estabilidad en el tiempo **Fig. 3.6**, lo que nos lleva a analizar únicamente los valores que se encuentran en nuestra Zona de Interés.

Las bandas de 2.417, 2.422 y 2.427 GHz demuestran ser candidatas ideales para implementar el sistema, lo cual nos permite seleccionar a una de ellas como banda de operación.

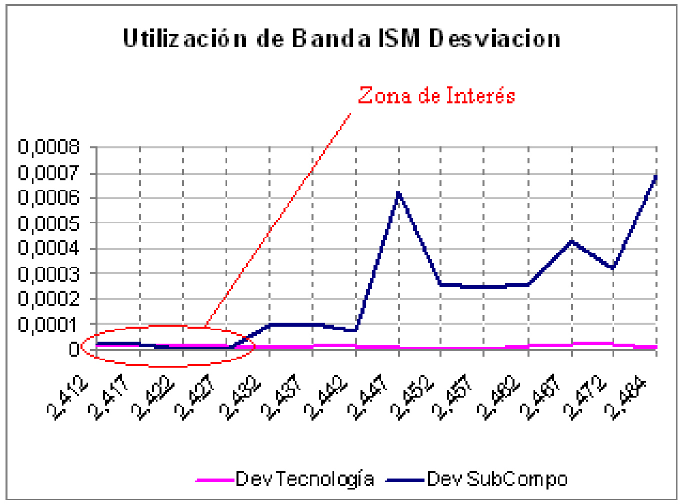


Figura 3. 6 Comparativa de Desviaciones Estándares.

Al poseer 3 valores consecutivos y tomando en cuenta que cada banda de frecuencia según 802.11x es de 5MHz, se selecciona a la banda de 2.422 GHz como la frecuencia de operación por dos razones principales.

- Es la frecuencia intermedia de nuestras bandas libres de interés lo que nos garantiza en cierta manera una mínima interferencia co-canal debido a las bandas adyacentes.

- La flexibilidad que nos da el tener dos bandas adyacentes libres, lo que nos podría servir para incrementar el ancho de banda en la transmisión dependiendo de las necesidades futuras, pudiendo alcanzar un posible ancho de banda efectivo del doble al que indica el estándar.

3.1.4. Determinación de frecuencia en IF

Al tener ya definida la banda de funcionamiento, debemos en este momento definir, la frecuencia de operación de los osciladores locales, los cuales darán como resultado el posicionamiento de la señal en banda base en la frecuencia efectiva de operación y para ello se deben de tomar algunas características técnicas que se relacionan no solo con el estándar sino con el funcionamiento real del sistema y que va íntimamente ligada al diseño que se realizará del mismo.

1. Un oscilador local que funcione en la frecuencia de la banda a utilizarse, es decir un oscilador fijo a 2.4Ghz y otro variable dependiendo del canal que se escoja al momento de realizar la transmisión y recepción ya sea simultánea (FDD) o intercalada en espacio (TDD).

2. El oscilador libre debe no solo adecuarse al canal de transmisión según la norma (802.11x), sino que también a las posibles fluctuaciones del oscilador local (jitter), lo que nos daría como resultado un oscilador a 22MHz (habiendo ya escogido 2.422 como banda de funcionamiento) con retroalimentación.

3. El diseño efectivo del sistema ya que si utilizamos mono-conversión solo debemos usar un oscilador local a 2.422GHz con retroalimentación para evitar fluctuaciones.

Por el momento escogeremos tanto la primera como la segunda opción ya que se fundamenta en el concepto de diseño de doble-conversión que se escoge, pero dejando libre los valores exactos de funcionamiento ya que depende en gran medida del funcionamiento de los filtros de acople y de las posibles interferencias que puedan aparecer en el momento del funcionamiento.

3.2. Radio Mobile

Un aspecto importante del estudio de los transceivers inalámbricos es precisamente el modelamiento de zonas de cobertura y de parámetros de propagación que tendrá el dispositivo. Para ello hemos escogido la herramienta RADIO MOBILE DELUXE[6], la cual nos permite realizar distintas aproximaciones en la interfaz radio permitiendo modificar libremente los parámetros de acuerdo a nuestra conveniencia. A demás ya que el programa es de gratuito y de código abierto, ha permitido buscar ayuda suplementaria y trabajos realizados que denotan un gran porcentaje de certeza al momento de la implementación de los mismos.

3.2.1. Introducción

Radio Mobile permite analizar y planificar el funcionamiento de un sistema de radio-comunicaciones. Este software utiliza mapas con datos digitales de elevación del terreno, junto con los datos de las estaciones de radio y algunos algoritmos, que desarrollan modelos de propagación

[6] Ver en Website:www.cplus.org/rmw/rm.html

inalámbrica, para obtener los niveles de señal en distintos puntos bien de un trayecto (utilizable para el cálculo y diseño de Radioenlaces) o bien la cobertura sobre una zona determinada para el análisis y la planificación de comunicaciones móviles en entornos rurales.

Los datos de elevación también se usan para producir mapas virtuales en relieve (en escala de grises, de colores, rayos X…). El programa también proporciona vistas en 3D, estereoscópicas y animación. Se puede superponer una imagen en relieve con otro mapa escaneado, foto de satélite, etc.

Existen datos de elevación disponibles en numerosos sitios de Internet, a menudo difieren unas de otras de acuerdo al grado de aproximación (altura de donde se toma el relieve) y de la concentración de la misma, nosotros hemos tomado los datos del USGS (U.S Geological Survey), con una aproximación de 100m a nivel del mar, pese a que hay datos de altitud con mayor sensibilidad pero estos son con coste. Igualmente nos ayudaremos de otras herramientas de simulación para demostrar la veracidad de los datos generados. Además nos hemos ayudado del Google Earth[7] (**Fig. 3.7**) para capturar el mapa geográfico de la zona para que la simulación sea más agradable al momento de interactuar con ella.

Figura 3. 7 Captura de sitios de simulación.

Igualmente esto nos ha servido para obtener coordenadas de los puntos para luego poder introducir estos datos en la herramienta de simulación.

[7] Google Earth : Sistema de Información Geográfica de coordenadas.

3.2.2. Pérdidas de línea

La perdida de línea se debe a la atenuación que existe en el medio de trasmisión entre el Tx y la antena. Básicamente estamos hablando de las perdidas en los conectores, cables, etc.

En lo que podemos decir que la perdida de línea para este proyecto es:

$$L\,(dB) = \alpha_{ca} + \alpha_{ap} + 2\,\alpha_{co} \tag{3.1}$$

Donde,

$\boldsymbol{\alpha_{ca}}$**:** Atenuación del Cable.

$\boldsymbol{\alpha_{ap}}$**:** Atenuación adaptador N – SMA.

$\boldsymbol{\alpha_{co}}$**:** Atenuación conectores SMA.

En la formula podemos ver que la atenuación por los conectores SMA es doble debido a que va uno en cada extremo del cable que va desde el Tx hasta la antena.

En este caso específico vamos a tener pérdidas en el cable que se va utilizar para conectar el trasmisor con la antena, la atenuación en el cable coaxial RG-58 cada 100 pies es de 22.8 dB para una frecuencia de 1000MHz[8].

Por lo que se tiene que:

$$\alpha_{ca} = 22.8\ dB/30.48\ m \qquad (3.2)$$

Debido a que el conector que viene con la antena HyperLink es de tipo N-Male se va utilizar un adaptador tipo N-Male – SMA Male, este adaptador tiene una atenuación de 0.15 dB como máximo[7]. Por lo tanto la pérdida en el adaptador es:

$$\alpha_{ap} = 0.15\ dB \qquad (3.3)$$

También se tiene las perdidas en los conectores del cable que va desde el Tx hasta la antena estos conectores son de tipo SMA-Male esto tienen una atenuación de 0.20 dB como máximo[7]. Con esto tenemos que:

$$\alpha_{co} = 0.20\ dB \qquad (3.4)$$

[8] Ver Anexo B

Reemplazando lo obtenido en la ecuación 3.1 tenemos:

$$L\ (dB) = \ 22.8\ + 0.15 + 2 * 0.20 \qquad (3.5)$$

$$L\ (dB) = \ 23.35$$

Como podemos distinguir en el cálculo anterior la pérdida de línea total en 30.48 metros de cable es de 23.35 dB por lo que nosotros vamos a tomar una pérdida de línea de 0.5 dB para cada metro de cable coaxial, la pérdida de línea por metro es la siguiente:

$$L\ (dB/m) = \ 0.5 \qquad (3.6)$$

Parámetro que se utilizara para simular en el software Radio Mobile **Fig. 3.8**.

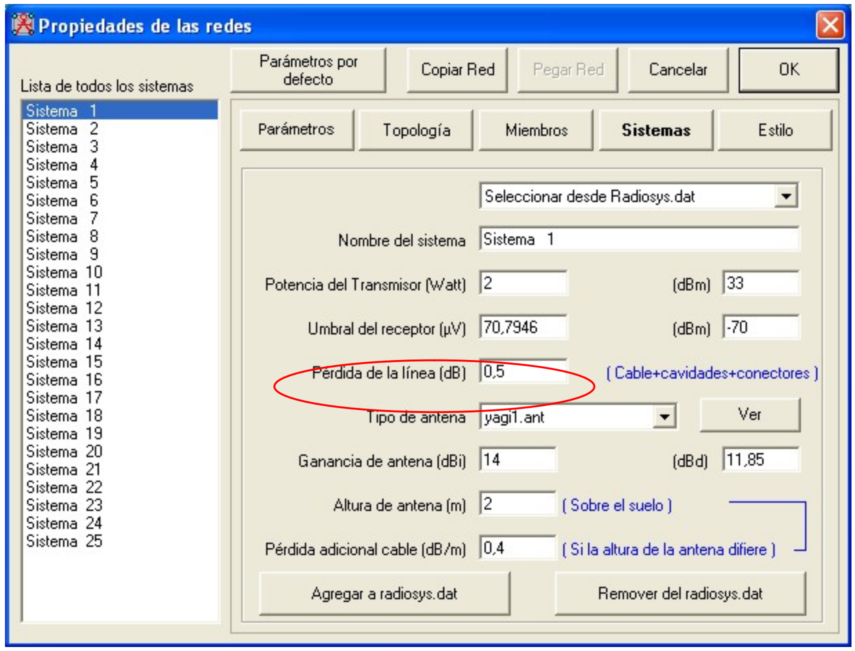


Figura 3. 8 Propiedades de la red.

En nuestro caso no vamos a calcular las perdidas por cavidades debido a que estas solo se dan cuando existe repetidores.

3.2.3. Enlace Radio.

La interfaz radio de nuestro sistema está determinada por algunas aspectos básicos del diseño que serán tomados en cuenta para la realización de la simulación. La antena a ser utilizada es una Flat Pannel Hyperlink de 14dBi, la cual nos ofrece un ángulo sólido de 60º, además de esto ya contamos con las locaciones en las cuales se ubicarán las antenas por ende procedemos a colocar los primeros parámetros para nuestra simulación:

- Coordenadas de sitios.
- Frecuencia Central.
- Potencia de Transmisión.
- Ganancia de las antenas.
- Sensibilidad de Recepción.

Tenemos que tener en cuenta que los primero parámetros a definir son las coordenadas de los sitios que este caso se las toma del Google Earth. Entonces por medio de esta herramienta buscamos el VLIR Componente 8 y Tecnología (figura 3.9).

Figura 3. 9 Coordenadas del radio enlace.

Las coordenadas entregadas por Google Earth son:

- VLIR COMPONENTE 8

  02° 8' 45.00" S

  79° 58' 0.01" W

- TECNOLOGIA

  02° 9' 5.00" S

  79° 57' 25.00" W

El siguiente paso a seguir es definir la frecuencia en la que se va a trabajar esta red va estar definida en las frecuencias 2400

MHz, como frecuencia menor y la frecuencia mayor de 2500 MHz. Como se dijo anteriormente el ancho de banda óptimo para un canal es de 10MHz, y en este caso se definieron 11 canales.

Para definir los valores de la potencia hemos tomado dos valores nominales tanto de transmisión como de recepción; el primero lo tomamos de 2W, ya que es la media recomendable para distancias de hasta 5Km, y el segundo lo tomamos -70dBm.

El equipo receptor necesita un mínimo nivel de señal para conseguir un funcionamiento aceptable (nivel de calidad), el mismo que estará dado por la sensibilidad que en nuestro caso va hacer de -70 dBm.

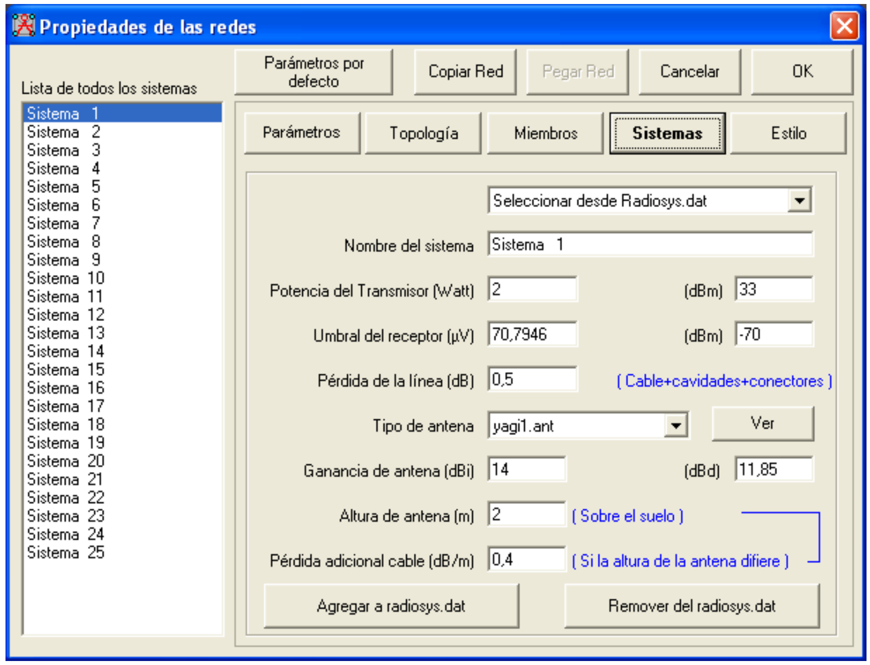


Figura 3. 10 Propiedades de la red.

El sistema de la red (Figura 3.10) y sus parámetros, en este caso existirán solo uno:

Sistema 1

Potencia del transmisor: 2 W.

Frecuencia: 2400MHz – 2500MHz

Ganancia de Antena: 14dBi.

Sensibilidad del receptor: -70dBm

Tipo de antena: Yagi.

Los datos de la estación base son de acuerdo a las antenas, en este caso es de una antena plana, no es yagi, pero los parámetros se utilizaron debido a que los patrones de radiación son similares.

De esta forma se crea el enlace de radio, y si las líneas entre VLIR Componente 8 y Tecnología son verdes, el enlace funciona, pero si las líneas aparecen rojas, el enlace tiene problemas.

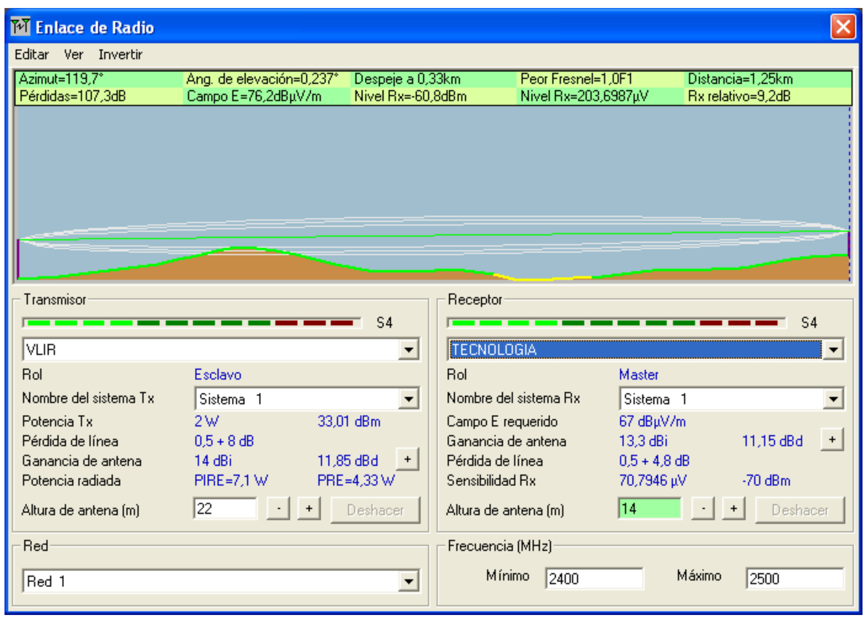


Figura 3. 11 Enlace de radio.

La figura enlace de radio, nos muestra el perfil del enlace, en nuestro caso, del transmisor al receptor. Esta venta el enlace de radio entrega los parámetros elegidos anteriormente del transmisor y del receptor, y además los siguientes parámetros con valores del enlace de radio:

La distancia entre VLIR y TECNOLOGIA es 1,2 km (0,8 miles)

Azimut norte verdadero = 119,7°,

Azimut Norte Magnético = 120,4°,

Angulo de elevación = 0,2368°

Variación de altitud de 18,4 m

El modo de propagación es línea de vista, mínimo despeje 1,0F1 a 0,3km

La frecuencia promedio es 2450,000 MHz

Espacio Libre = 102,1 dB,

Obstrucción = -4,0 dB,

Urbano = 0,0 dB,

Bosque = 2,6 dB,

Estadísticas = 6,6 dB

La pérdida de propagación total es 107,3 dB

Ganancia del sistema de VLIR a TECNOLOGIA es de 116,5 dB (yagi1.ant a 119,7° ganancia = 14,0 dB)

Ganancia del sistema de TECNOLOGIA a VLIR es de 116,5 dB (yagi1.ant a 299,7° ganancia = 13,3 dB)

Peor recepción es 9,2 dB sobre la señal requerida a encontrar

70,000% de situaciones

El nivel de señal recibido es de 9,2 dB, para aumentar este rango se puede aumentar la altura de la antena de la estación en VLIR. Con este cambio, se obtiene un mayor nivel de señal recibido.

3.2.4. Horizonte Visible

Proporcionara como la señal se va comportando a nivel de Azimuth versus Ángulo de elevación. En la grafica 3.12 podemos ver claramente como la señal se comporta en VLIR.

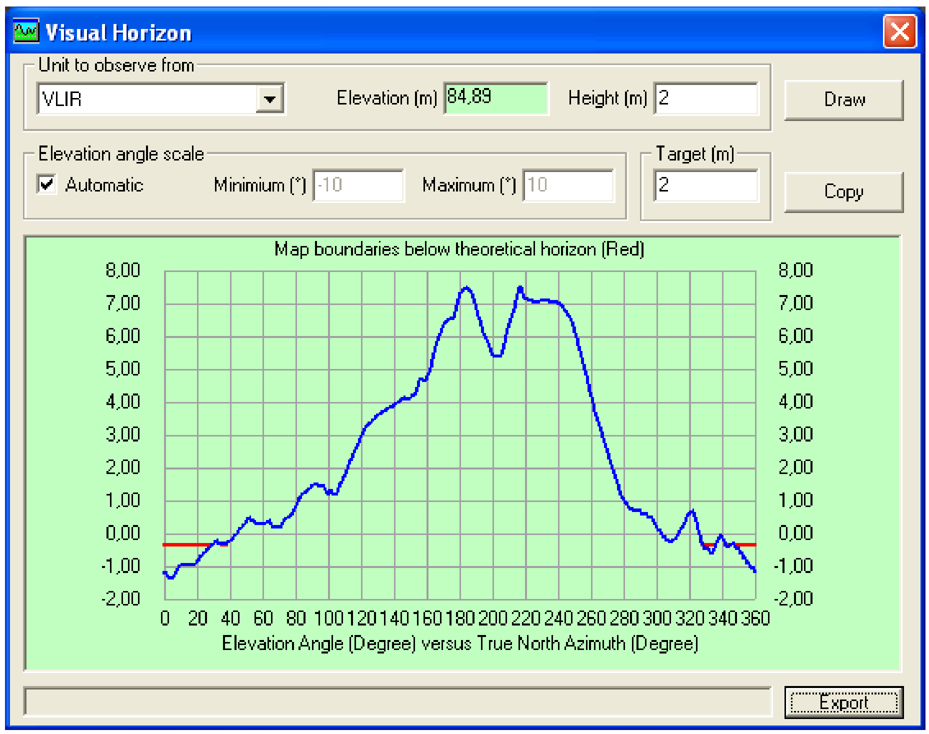


Figura 3. 12 Horizonte visible VLIR.

En la siguiente grafica tenemos el comportamiento en Tecnología:

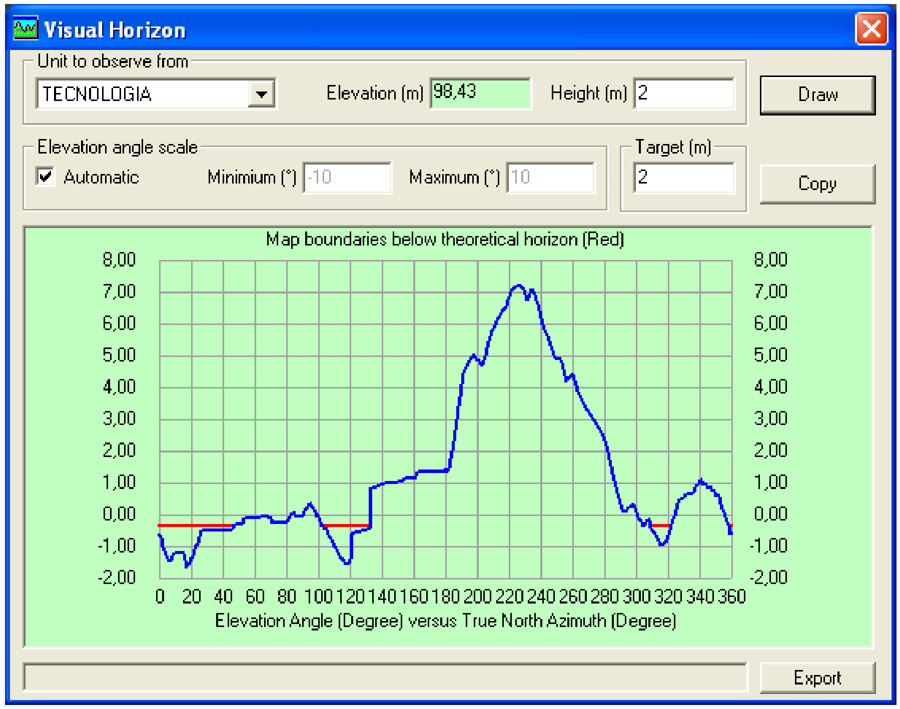


Figura 3. 13 Horizonte visible TECNOLOGIA.

3.2.5. Cobertura de Radio Polar

La cobertura de la red utilizando un sistema de coordenadas polares con las que se trabaja en torno a la estación central, el sistema calcula radioenlaces en vanos lineales a incrementos programables del azimut, dentro de un determinado rango de distancias desde la estación central. El programa simplemente colorea la parte donde la potencia de nuestra señal supera un determinado umbral, marcado por nosotros mismos.

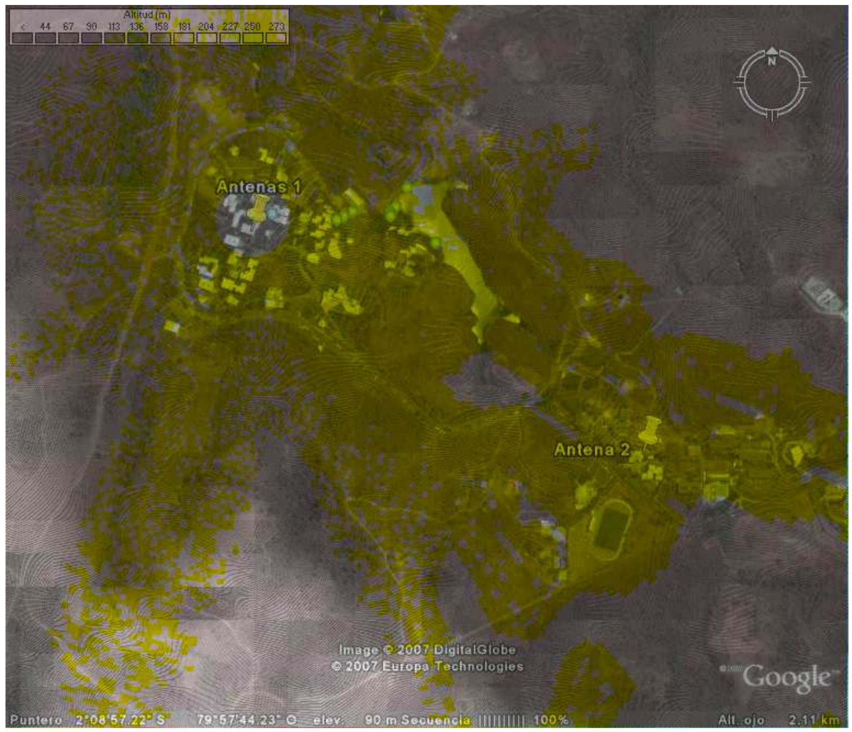


Figura 3. 14 Cobertura de radio polar a nivel lineal.

En la imagen anterior se muestra el radio de cobertura de la Unidad VLIR, que tiene el Rol de maestro, la zona que se encuentra sombreada amarilla, es una zona donde llega la señal.

Además de esto también podemos dibujar (ver fig. 3.15) en función del nivel de señal recibida en la cuadrícula, de acuerdo con una escala que se representará en pantalla.

El nivel de umbral de recepción que se representa en la grafica es S-unit donde la idea es representar un color distinto para cada nivel de señal respecto de la sensibilidad del receptor, usando el código S y de acuerdo a los valores indicados en la tabla VI Cada valor de S se corresponde con un rango de valores del margen de fading (M) en un punto determinado del radioenlace, siendo:

$M = P_r - P_{rmin}$ (P_r: Potencia recibida en un punto, P_{rmin}: sensibilidad del receptor).

Tabla VI: Correspondencia entre los niveles de señal según el código S y el margen de fading M para frecuencias superiores a 30 MHz.

Referencia código S	Margen de fading respecto al umbral de sensibilidad del receptor
S0	M ≤ -1.5dB
S1	-1.5dB < M <1.5dB
S2	1.5dB ≤ M ≤ 4.5dB
S3	4.5dB < M < 7.5dB
S4	7.5dB ≤ M ≤ 10.5dB
S5	10.5dB < M < 13.5dB
S6	13.5dB ≤ M ≤ 16.5dB
S7	16.5dB < M < 19.5dB

S8	19.5dB ≤ M ≤ 22.5dB
S9	22.5dB < M < 27dB
S9 + 10	27dB ≤ M < 39dB
S9 + 20	39dB ≤ M < 49dB
S9 + 30	49dB ≤ M < 59dB

El programa representa en color los niveles de señal en cada punto, como se muestra en la figura 3.15, dando lugar al **mapa de cobertura**.

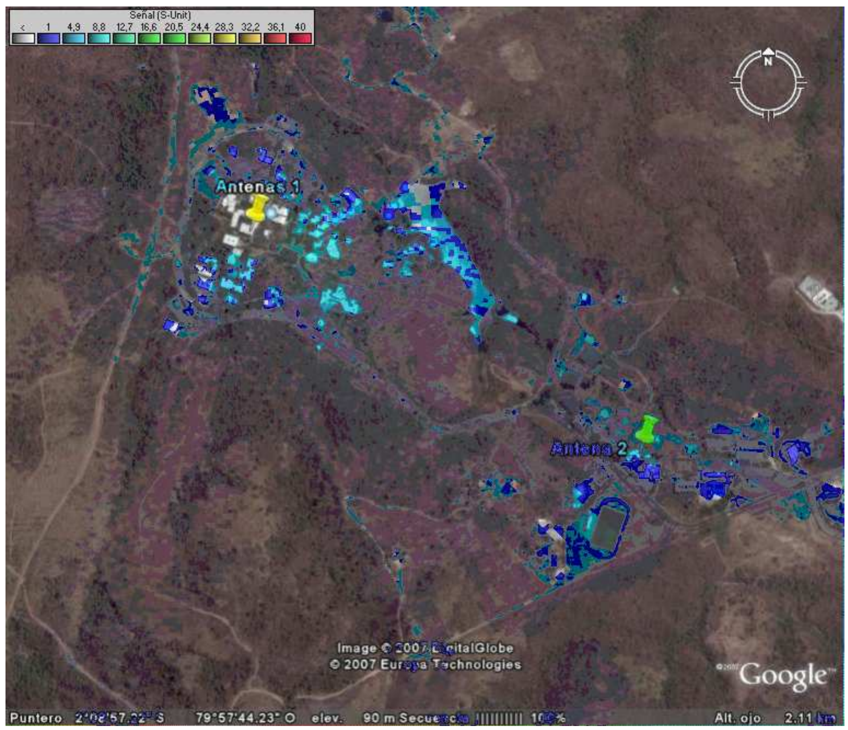


Figura 3. 15 Cobertura de radio polar a nivel de señal recibido.

En la parte superior aparece una escala con el código de color que corresponde a cada nivel de señal según la escala “S” referida a la sensibilidad del receptor (ver tabla VI para interpretar los datos).

Interpretando el grafico con la tabla dada podemos concluir que el Margen de fading respecto al umbral de sensibilidad del receptor en el peor de los casos va a alcanzar un margen de sensibilidad de 1 hasta 8.8 dB.

3.2.6. Zonas de Fresnel

La zona de Fresnel es una zona de despeje adicional que hay que tener en consideración en un enlace microonda, además de la visibilidad directa entre las dos antenas. Este factor deriva de la teoría de ondas electromagnéticas, respecto de la expansión de las mismas al viajar en el espacio libre. Esta expansión resulta en reflexiones y cambios de fase al pasar sobre un obstáculo. El resultado es un aumento o disminución en el nivel de intensidad de la señal recibida.

La obstrucción máxima permisible para considerar que no hay obstrucción es el 40% de la primera zona de Fresnel. La obstrucción máxima recomendada es el 20%. Para establecer las zonas de Fresnel primero debemos determinar la línea de vista, que en términos simples es una línea recta entre la antena transmisora y la receptora.

La figura 2.16 indica el perfil del enlace que va existir entre VLIR COMPONETE 8 – TECNOLOGIA la distancia total en este ambos puntos es de 1.24 kilómetros. Se puede observar que a 0.33 kilómetros tenemos un obstáculo que este caso sería el rectorado.

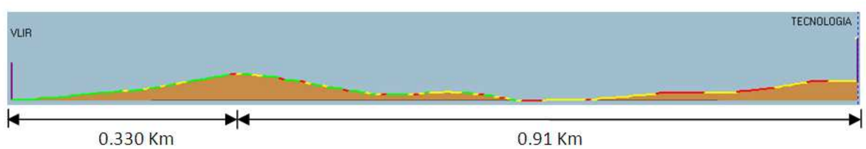


Figura 3. 16 Perfil generado en Radio Mobile.

De modo que para garantizar que la primera zona de Fresnel va estar libre de obstáculos utilizaremos la siguiente fórmula:

$$r_1 = 548 * \sqrt{\frac{d_1 * d_2}{f * d_t}} \tag{3. 6}$$

Donde,

$\boldsymbol{r_1}$: Radio de la primera zona de fresnel [m]

$\boldsymbol{d_1}$: Distancia del Tx al obstáculo [Km]

$\boldsymbol{d_2}$: Distancia del Rx al obstáculo [Km]

$\boldsymbol{d_t}$: Distancia total del enlace. [Km]

$\boldsymbol{f}$: Frecuencia de trasmisión. [MHz]

Sabiendo que d_t= 1.24 Km, d_1= 0.33 Km y f = 2400 MHz, calculamos el radio de la primera zona de fresnel es:

$$r_1 = 548 * \sqrt{\frac{0.33 * 0.91}{2400 * 1.24}}$$

$$r_1 = 5.504 \text{ m}$$

En la **Figura 3.17** se muestra un diagrama simulado de la primera zona de Fresnel.

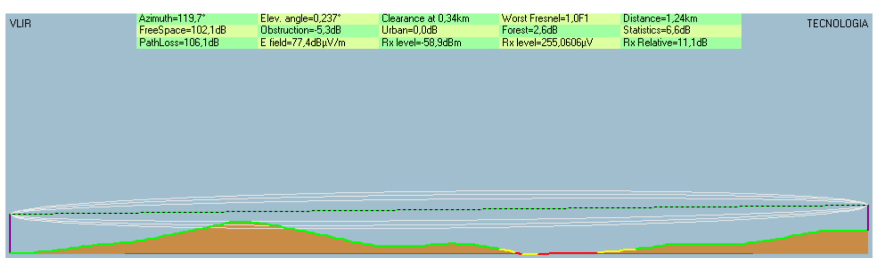


Figura 3. 17 Zona de Fresnel.

Podemos observar como desde el componente 8 del VLIR hasta Tecnología existe línea de vista entre el trasmisor y receptor haciendo cumplir la zona de Fresnel, en el camino de este enlace va existir obstrucciones como lo son los arboles y edificios pero con las respectivas alturas de las antenas en ambos lados podemos garantizar que la zona de Fresnel esté libre de obstrucción.

Para garantizar lo antes mencionado tomaremos en cuentas los siguientes parámetros en ambos sitios:

VLIR COMPONETE 8

Elevación: 85m ASL

Altura de Antena: 22m AGL

TECNOLOGIA

Elevación: 98m ASL

Altura de Antena: 14m AGL

Con lo dicho anteriormente se puede corroborar que con esas alturas si vamos a cumplir con la primera zona de Fresnel además de esto mantendremos limpia de obstáculos la zona en el caso que el sistema sea LOS.

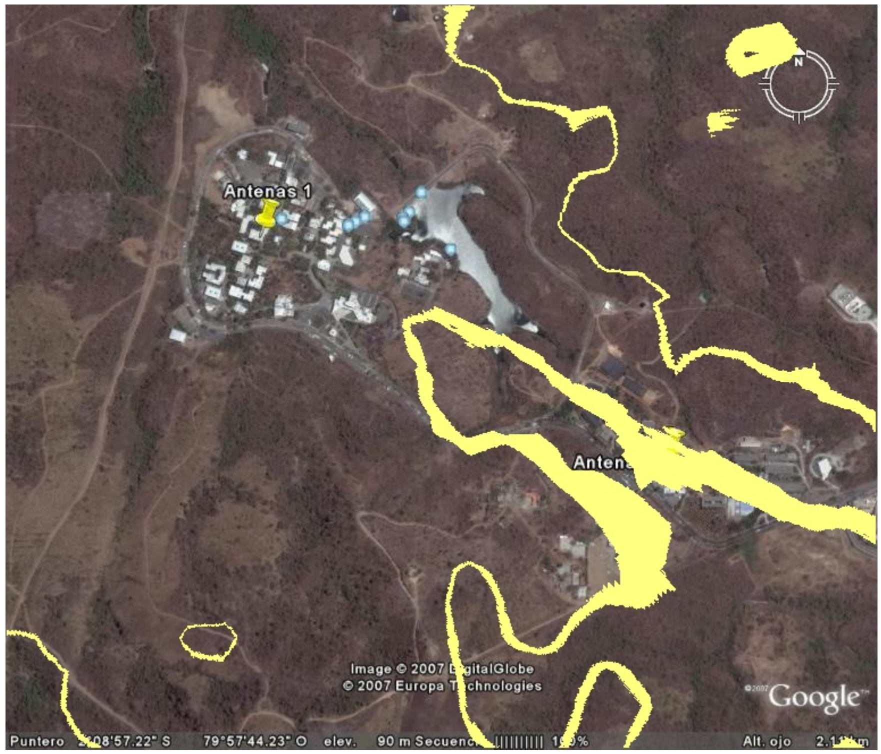


Figura 3. 18 Primera zona de Fresnel.

En el grafico podemos ver claramente como la zona colorea de amarillo sobre el mapa las áreas que cumplen el intervalo de despejamiento de la primera zona de Fresnel especificado.

4. Diseño del Transceiver

4.1. Etapa básicas del Diseño

El diseño del dispositivo Front-End se subdivide principalmente en tres etapas básicas (**Fig. 4.1**) las cuales van diferenciadas netamente por las funciones de sus componentes y por la frecuencia en que estos operan., pero antes de esto hay que definir un esquema claro para la determinación de los saltos de frecuencia o de sus fundamentales.

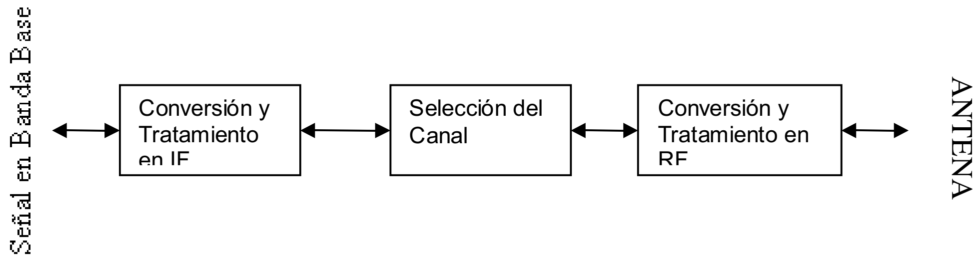


Figura 4. 1 Etapas básicas de un transceiver inalámbrico.

4.1.1. Tratamiento en RF

El tratamiento en RF del transceiver se basa en dos etapas bien definidas del diseño (Fig. 4.2): la primera que se denomina red de acople y su subsiguiente etapa de conversión.

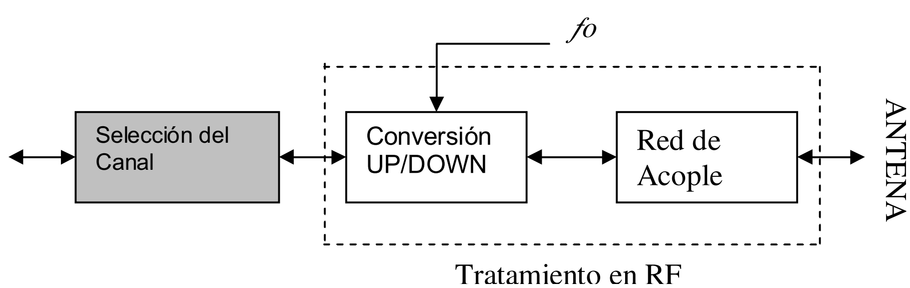


Figura 4. 2 Tratamiento en RF.

La red de acople se define a la circuitería encargada de proporcionar una adaptación correcta entre la etapa inalámbrica pura (ANTENA) y las etapas eléctricas posteriores, por lo que un correcto acople de impedancias que minimice el VSWR del circuito es indispensable en el diseño de esta. Esta etapa puede variar significativamente desde el punto de vista del transmisor y del receptor o no variar del todo, en nuestro caso tendremos pequeñas variaciones entre el primero y el segundo las cuales van de la mano del concepto de transmisión TDD o FDD, por lo que el duplexor será incluido en esta etapa permitiendo así un correcto acople entre los distintos caminos del circuito.

La etapa de conversión se basa principalmente en realiza el UP o el down-convertion de la señal y para ello utiliza el oscilador local o central denominado f_o, este será responsable de seleccionar la banda o el rango de frecuencias de operación de nuestro transceiver, al ser un oscilador que pueda variar de cientos a miles de hertzios se hace necesario que posea un correcta alimentación o voltaje de ajuste para minimizar en gran medida el jitter en esta etapa.

El tratamiento en RF puede ir así mismo constituido de etapas de amplificación y de filtrado para así tratar de una mejor manera la onda que luego será entregada a la etapa IF, pero este trabajo a nuestro parecer es mejor entregado a la etapa de selección para que estos sean medidos no solo en términos de potencia como normalmente se trata en la etapa de alta frecuencia sino que también debe ser tratado en términos de ajustes de fases y de controles de impedancia.

4.1.2. Selección del Canal

La etapa de selección del canal esta principalmente comprendida por filtros y amplificadores los cuales tienen dos funciones principales:

- Limpiar la señal de interés de cualquier fenómeno externo a ella como los son el ruido y variaciones debidas al jitter o a la variabilidad de los osciladores de las fases adyacentes.

- Recuperar la señal de interés para que esta sea tratada por las etapas posteriores, es decir amplificarla en el camino tanto de recepción o de transmisión para que esta sea procesada de manera coherente.

Esta etapa puede ser asumida principalmente por la etapa de tratamiento en IF, pero es recomendable tratarla separadamente, ya que la etapa en IF es normalmente adjunto a las secciones DSP de los transceivers comerciales, lo cual exime de mayor manera en gastos de potencia y de corriente lo cual no es muy útil a la hora de efectuar amplificaciones o de filtrajes activos.

Otro factor muy importante a tomar en cuenta en esta etapa es el grado de ganancia o nivel de llegada de la señal al receptor ya que en la etapa posterior se evita hacer saltos bruscos de voltaje debido a las corrientes de retorno asociadas con las leves variaciones de impedancia que se producen al cambiar de una etapa análoga hacia una digital, por ello es importante que la amplificación en esta etapa no solo aporte a la ganancia total del sistema sino que supla totalmente las pérdidas de los caminos de la señal en lo que corresponde al tratamiento alámbrico de la misma.

4.1.3. Tratamiento en IF

Esta etapa consta principalmente de dos fases, la primera dominada por la conversión lineal de una señal en fase y cuadratura y la segunda regida por un filtrado fundamentado por el ruido de línea inherente al desplazamiento de frecuencias desde la banda base hacia IF.

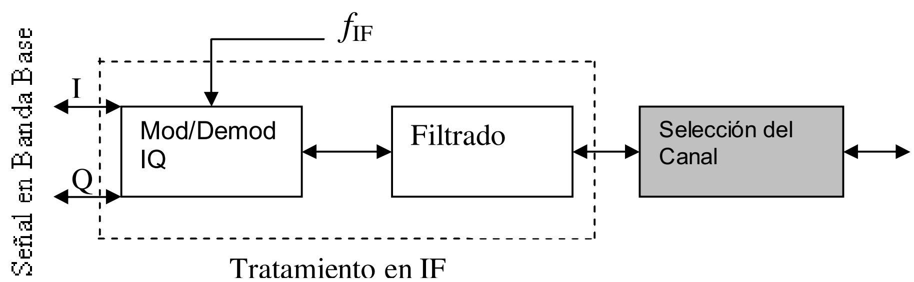


Figura 4. 3 Etapas de Tratamiento en IF.

Por lo tanto la determinación de la frecuencia IF es necesaria en este aspecto no solo para determinar la conversión o el desplazamiento en frecuencia que nuestra señal en banda base realizará sino también el filtro que se utilizará para recuperar o trasladar la imagen hacia la etapa siguiente.

Como se había dicho en el capítulo anterior el mejor criterio para escoger el valor de frecuencia del oscilador en IF era el de variarlo según el canal de operación, por lo cual al ser el canal

4 según 802.11x el canal elegido para operar el sistema (2.422 GHz) el valor de IF idóneo sería 22MHz, pero para nuestro efecto elegiremos el valor de 60MHz para tratar de mitigar los siguientes problemas:

- Debido al fenómeno de frecuencia Imagen, si se escoge un valor de 22MHz, el valor de frecuencia imagen para una señal en banda base de alrededor 5Mhz será de aproximadamente 40MHz lo que significa que para un filtro de primer orden (20dB/década) la frecuencia de corte a -3dB será de $\sqrt{2}\,f$o ≈ 31Mhz, lo cual nos brindará una distorsión suplementaria ya que la modulación nos enviará la señal en aproximadamente los 30MHz (fo + f), lo que conlleva a usar filtros de mayor orden lo que implica mayores costes y mayor estabilidad al momento del acople.

- Debido a que en laboratorio encontramos VCOs Minicircuits que funcionaban desde la banda de los 50 a las 100 MHz, nos pareció adecuado utilizarlos y así quitar un poco la exigencia de alta eficiencia de los filtros y de los multiplicadores que constituyen las etapas de modulación I/Q y filtrado.

4.2. Diseño del Transmisor

Ya que se tienen prácticamente definidas las etapas de diseño del modelo, es necesaria poder aplicarlas y plasmarlas en el ensamblaje de los prototipos o elementos fundamentales de la arquitectura del transmisor, por ende en cada fase iremos identificando los elementos del ensamblaje según las características que se desea.

En el transmisor se tratarán principalmente aspectos eléctricos ya que lo importante en esta etapa es la estabilidad interna, más no la incidencia de factores externos ya que como es evidente la señal a ser transmitida se encontrará con múltiples obstáculos los cuales serán mayores a efectos parásitos causados por inducciones en el circuito.

El prototipo a ser explicado (**Fig. 4.4**) constará de elementos bases de diseños como son mezcladores de frecuencias (mixers), osciladores locales (VCOs), filtros amplificadores y moduladores I/Q.

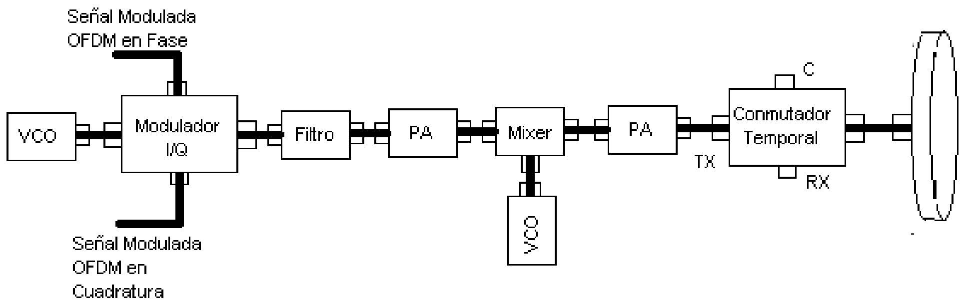


Figura 4. 4 Prototipo de Transmisor.

4.2.1. Preparación y acople en IF

Esta fase del diseño nos sirve como interfaz de la etapa de radio frecuencia con la fase DSP o cualquier etapa que realice el tratamiento digital en banda base de la señal. Para esta los dos aspectos claves a tener en consideración es el acople de impedancia y el nivel de la señal que brinde la etapa predecesora.

Típicamente, los módulos DSP poseen terminales análogos con salidas BNC o SMA de 50Ω por lo que el acople debe de ser a ese nivel de impedancia. En lo que tiene que ver a nivel de señal, hay que tener en cuenta que las señales análogas de los kits educativos ya sean de XILINXs o de ALTERA, han sido diseñadas para pruebas de laboratorio las cuales típicamente alcanzan de 50mW a los 2W, para nuestro efecto tomaremos niveles referenciales de 5 a 30 dBm (ya que según 802.11x y 802.16x una señal por debajo de los 5mV es tomada como ruido), vale también recalcar que los parámetros de impedancia deben de ser mantenidos durante todas las fases en radio frecuencia ya sea en el transmisor o en el receptor para tener un VSWR relativo medio para todo el circuito.

Ya que la señal en banda base del modulador y demodulador es el producto de los algoritmos de las transformadas de Fourier o de tratamientos de señales digitales, la fase DSP mitiga el uso de señales complejas que causan efectos de espurias, entregando señales en fase y cuadratura con el fin de que la etapa en RF solo maneje señales análogas, o como se dice comúnmente que maneje señales digitales como si fuesen estas análogas:

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k.Cos(w_k t + \phi_k) \quad (4.1)$$

$$Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k.Sen(w_k t + \phi_k) \quad (4.2)$$

Por consiguiente será necesario utilizar un modulador en cuadratura o modulador I/Q para que compile estas señales, y luego de esta combinación podrá ser tratada en toda su magnitud y en todas las fases siguientes de una manera uniforme.

Para este efecto utilizaremos el módulo ZFMIQ-70ML, ya que nos brinda un manejo de señales desde 66 hasta 73Mhz, con un acople de 50Ω y además el manejo de señales en IF de hasta 100dBm.

Para alimentar a este modulador además utilizaremos un VCO el cual nos brinda una portadora de IF a 60MHz para tener una señal en IF efectiva de:

$$f_{BB} \pm f_{if} = f_{IF} \quad (4.3)$$

Lo que determinara una modulación de banda de un solo lado o SSB, ya que se toma a BB desde DC.

Para efectuar la función de VCO utilizaremos un ZX95-100-S+, el cual nos brinda una señal de salida de hasta 10dBm, lo cual matemáticamente como resultado nos determinará lo siguiente:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k .Cos(\{w_{IF} - w_k\}t + \phi_k) \quad (4.4)$$

4.2.2. Filtraje

Esta etapa es comúnmente asociada al rechazo de la frecuencia imagen, ya que al preceder a la conversión o la modulación ascendente es necesario evitar este tipo de fenómeno. Pero en el proceso de transmisión el filtraje puede ser manejado de una manera más flexible, ya que al realizar la conversión hacia arriba el término ± implica que la señal será mezclada tanto en el lado superior como en el lado inferior de la portadora, por ende al escoger un multiplicador balanceado (el cual recoge los dos lados de la señal portadora y los mezcla en uno solo) se disminuye en gran medida este efecto.

Por ende se ha escogido al filtro SFI-70+ de Minicircuits el cual tiene una respuesta de frecuencia adecuada para eliminar las armónicas de la señal (**Fig.** 4. 4) y cualquier efecto consecuente con estos.

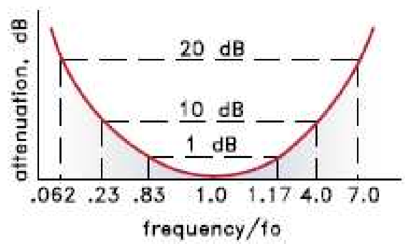


Figura 4. 5 Respuesta típica en frecuencia SIF -70+.

Una vez efectuado este filtraje nos ha parecido conveniente amplificar la señal debido a dos razones:

- Al eliminar los componentes armónicos, la parte a amplificar de la señal es la deseada.
- Es más sencillo efectuar la amplificación en esta etapa ya que se logra, tener una señal fuerte en comparación con la portadora a ser mezclada en la parte siguiente, lo cual disminuirá en gran medida el efecto de modulación cruzada.

Para este efecto se utilizará el ZFL-1000GH+ de Minicircuits el cual nos brinda una ganancia de 13dBm en la banda deseada, con aquello tendremos un promedio de 20-22 dBm antes de la salida del multiplicador lo cual nos da un excelente nivel de partida para tener una señal a ser enviada por medio inalámbrico.

4.2.3. UP Convertion

El proceso de conversión hacia arriba, en el transmisor, es el de mayor importancia ya que aquí se realiza el desplazamiento total en frecuencia de la señal (hasta ese momento llevada en una frecuencia intermedia). Pese a que este proceso es sencillo ya que solo necesitamos de un multiplicador temporal o más comúnmente llamada mezclador en frecuencia (mixer) y de un oscilador que nos brinde la frecuencia de operación, es indispensable mantener en esta etapa la estabilidad ya que es la gran responsable de fluctuaciones o desplazamientos de frecuencias (jitter) debido a una inadecuada calibración del oscilador. En nuestro diseño utilizaremos principalmente dos elementos:

- Un mezclador de frecuencias (ZX05-U432H-S+ MiniCircuits), con una pérdida de conversión de aproximadamente 6dBm y un aislamiento de terminales típico de 40 dB (ver en **Anexo A**), así mismo la limitante al IP3 de 27dBm se cumple ya que la potencia promedio de la señal es de hasta 20dBm.

- Un Oscilador controlado por voltaje o VCO (HMC385LP4 Hittite) con una potencia nominal de 5dBm y un acople de 50Ω, ahora dependiendo de las pruebas se determinará si se utiliza o no un amplificador (ZFSC-2-2500+) de 15dB de ganancia ya que si la señal mensaje demuestra tener estabilidad en potencia y bajo sentido de retorno o VSWR la relación de predominio de la señal mensaje sobre la portadora no se justifica, y por ende nos ayudamos de una portadora más fuerte para que la demodulación (coherente) tenga un mejor desempeño.

4.2.4. Red de Acople en RF

Esta fase es responsable de brindar un correcto acople de impedancias hacia la antena. Ya que el sistema es concebido para ser desarrollado como transceiver se tienen en cuenta algunos parámetros para que esta etapa sea concurrente con las fases de recepción:

- Establecer el tipo de acceso al medio, sea este temporal o frecuencial (TDD o FDD respectivamente), ya que esto determinará si es necesario la presencia de duplexores, de filtros y/o de aisladores que independicen las dos etapas.
- Establecer la ganancia máxima y la potencia real de transmisión para así tener una potencia nominal en el transmisor que nos permita realizar un correcto análisis de path loss, y por ende en el rango sensibilidad en el receptor.

Por el momento las pérdidas y ganancias en el circuito son las siguientes:

$$A_T = P_{IQ}+A_{FIF}+P_{UC}+f_a \qquad (4.5)$$

En donde:

A_T: Ganancia total de transmisión

P_{IQ}: Pérdida de conversión en IF (Modulación I/Q)≈-5dBm

A_{FIF}: Ganancia de etapa de filtraje en IF≈15dBm

P_{UC}: Pérdida de conversión para $f_o \approx$-5.1dBm

f_a: factor de corrección

Este último factor se debe normalmente a los desajustes de impedancias y de pérdidas independientes en este caso de los elementos que conforman el transmisor (conectores, acopladores, ganancia del conmutador temporal, etc.).

4.3. Diseño del Receptor

La recepción es la fase más importante del diseño en un sistema inalámbrico ya que determinará que tan bueno es un dispositivo en su funcionamiento. Esta etapa se rige principalmente por los rangos de sensibilidad, filtrado y amplificación, ya que estos tres determinan la potencia y el alcance que tendrá el dispositivo. La estabilidad en los osciladores de esta etapa determina un reto complejo al diseñador ya que pese a la naturaleza análoga del transceiver no hay que olvidar que la esencia de los datos es digital (Unos y Ceros) por ende mientras más preciso es el receptor análogo menos inconsistencias (jitter, desintonización, imágenes, modulación cruzada, etc.) se presentaran en la parte digital.

El prototipo de recepción tiene una constitución parecida al transmisor (**Fig. 4.6**), con la diferencia de las tolerancias de sus elementos y de la incursión de elementos de acoples comunes que hacen posible el funcionamiento de las dos fases.

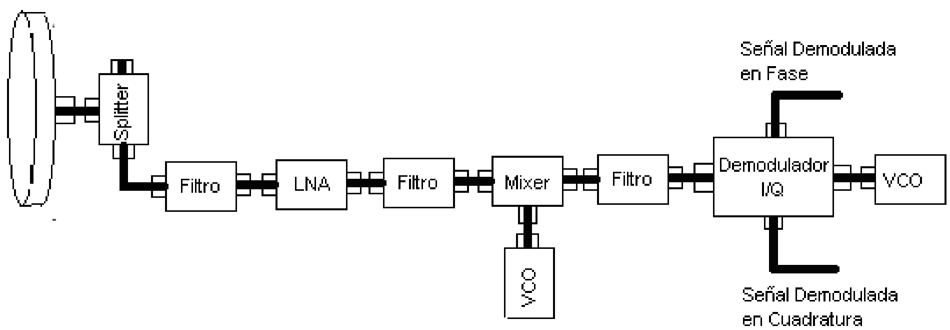


Figura 4. 6 Prototipo de Receptor.

4.3.1. Sensibilidad y adaptación de línea

Esta etapa trata principalmente del acople con la interfaz radio y del nivel de señal que recibe un transceiver. En el diseño del transmisor se habló del acople que este efectuará con el receptor supeditado al tipo de acceso al medio, para ello hemos tratado de mezclar ambos, buscando que esto aplique no solo al estándar 802.16-2004 que establece el acceso conmutado en frecuencia sino también al acceso temporal. Por aquel motivo hemos tomado un conmutador controlado por voltaje (HMC310MS8G Hittite) el cual está a su vez conformado con un amplificador de potencia y uno de bajo ruido tanto para la transmisión como para la recepción con una ganancia típica promedio de 15dB y de 13dB respectivamente. Este conmutador ofrece un aislamiento entre fases ya que si establecemos en modo transmisor inhibe cualquier corriente parásita debido a la alta impedancia de salida, encontrando con este circuito una solución al acceso temporal (**Fig.4.5**).

Tx Section Active	VCTL = Vdd
Rx Section Active	VCTL = 0V

Figura 4. 7 Tabla de verdad del conmutador temporal.

Para resolver el problema del acceso temporal se utiliza un combinador/divisor (ZFSC-2-2500+ Minicircuits), el cual es un dispositivo de tres terminales de doble vía con 0º de desfase, permitiendo aislar la parte transmisora de la receptora (**Fig. 4.5**) con un valor promedio de 10dB, además de ello permite que toda señal de entrada en el terminal común se refleje hacia los dos terminales, logrando así activar al camino de recepción.

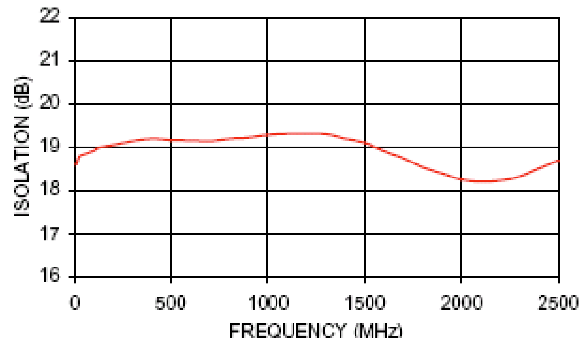


Figura 4. 8 Aislamiento típico entre transmisión y recepción.

Este efecto sumado al conmutador temporal aislará totalmente el transmisor logrando así tener un conmutador en frecuencia, el cual debe ser ayudado en las siguientes fases con la variedad frecuencial que se determina transmitiendo y recibiendo por canales distintos y sus respectivos filtros rechazo-de-banda.

Teniendo en consideración los 21dB de aislamiento entre el transmisor y receptor (tomando en cuenta los 3.5dB de pérdida de división[9]), el primer paso para poder fijar un umbral de sensibilidad es de tomar en cuenta la pérdida de paso de la señal en el espacio. Según la estimación realizada por el RF planning la pérdida en espacio de la señal es de

[9] Ver Anexo A

aproximadamente 100dB (incluido la pérdida en cobre del transmisor).

Por ende el nivel de recepción será de aproximadamente 65dB (para este efecto se incluye la ganancia de la antena 14dBi), lo cual nos brinda un valor aproximado de umbral de recepción con referencia a una transmisión de 1Watts.

De esto se derivan dos principales factores que aplican como delimitadores del umbral de recepción:

- Si obtenemos un proceso de amplificación y pérdidas que se lleva en el transmisor (≈30dBm) tenemos como resultado un déficit de aproximadamente 50 a 60 dB, por ende es necesario aplicar métodos para balancear la señal en potencia, tratando de introducir el menor ruido posible.

- Es poco o nada manejable tratar la señal en recepción como se trata la señal a ser transmitida, por lo cual en lugar de utilizar simples PA es necesario el uso de LNA, así mismo tratar de efectuar los procesos asegurando la recuperación de la señal afinando el manejo de filtros y disminuyendo al máximo las pérdidas en cobre, y aprovechando facilidades debido a métodos de acceso (13dB adicionales suministrados por el conmutador temporal).

Por ello para iniciar el proceso de ganancia en recepción tomamos en consideración al ZQL-2700MNLW (Minicircuits), el cual nos brinda ≈29dB de ganancia (**Fig. 4.5**), con apenas 0.8dB de figura de ruido y una capacidad de potencia total de hasta 28dBm.

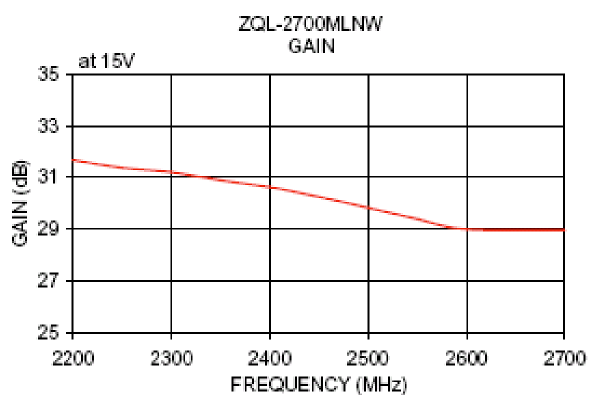


Figura 4. 9 Ganancia típica ZQL-2700MLNW.

En lo que resta del camino de recepción se seguirá detallando el valor de ganancia o pérdidas de conversión, teniendo al final que ratificar o modificar la sensibilidad típica de nuestro receptor.

4.3.2. Down Convertion

La conversión hacia abajo[10] o la demodulación de la señal en el receptor representa un proceso muy sensible en el camino de sintonización de la señal, ya que implica tener un proceso de pre-filtrado muy exigente para que la señal a ser demodulada no sufra de los efectos inherentes al proceso de conversión.

Con este propósito la señal sufre dos procesos de filtrado antes de de la conversión, el primero para poder seleccionar la banda de recepción y el segundo para seleccionar el canal, para esto se utilizan dos elementos que se detallan de la siguiente forma:

- El filtro pasa-banda VBFZ-2340+ Minicircuits, con una frecuencia central de 2.340Ghz (2020-2660 MHz) y una pérdida típica de inserción de ≈1.34dB en la frecuencia de interés, este filtro es ideal para eliminar los

[10] Referencia "Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems" Rowan Gilmore Volume II. Chap. 7 pág. 437

componentes armónicos de las frecuencias parásitas y de limitar altas señales de interferencias producidas por el camino en cobre de la señal (motores, lámparas, conmutadores, etc.).

- El filtro BPF-24-403 de 4 polos, con una frecuencia central de 2.422Ghz (canal 3), y una pérdida típica de inserción de 1.5dB y un ancho de banda de 30Mhz (2.407-2437), lo cual nos permite eliminar el posible efecto de frecuencia imagen, y de frecuencia intermedia:

$$f_I = f_{RF} - 2f_{IF} = 2422 - 120 = 2302Ghz \quad (4.6)$$

$$f_{IIF} = \frac{f_{RF} + f_{LO}}{2} = \frac{2362 + 2422}{2} = 2392Ghz \quad (4.7)$$

El primero afectando directamente en el proceso de conversión en RF y el segundo presentado su mayor inconveniente al momento de la segunda conversión (modulador por cuadratura.

Una vez la señal filtrada y reconstituida (por el LNA), se procede con la conversión y para esto se utiliza el mezclador de frecuencias ZX05-30W+ con una pérdida de conversión típica de ≈6dB y un aislamiento de 56dB entre fases en conjunto con el VCO ZX95-2755+ el cual nos brinda un rango ajustable de frecuencias de 2300-2755 MHz con una potencia nominal de salida de 8.25dBm a 2360Mhz (ajuste a 2.5V).

Por ende la señal en esta etapa tendrá una pérdida añadida 8.64dB, lo cual deberá ser compensado en las siguientes fases.

4.3.3. Selección del canal

Esta etapa es la responsable de efectuar el ajuste fino a la señal para finalmente ser demodulada en banda base. Como se realizó en el transmisor, en esta etapa se adiciona una fase de amplificación para cumplir con dos aspectos fundamentales; el primero que hace referencia a la compensación de pérdidas ocurridas en el tramo eléctrico del demodulador y el segundo correspondiente a las pérdidas efectuadas por el tramo inalámbrico del mismo.

Pero, a diferencia del transmisor, el filtrado en este punto debe ser mucho más selectivo debido a que se está recibiendo señales de posible alto valor de interferencia lo cual junto a los fenómenos de frecuencia imagen y de IF intermedia degradan la calidad de recepción de la señal; por ello utilizamos el filtro selectivo SBP-70+ de MiniCircuits, con un ancho de panda de 10MHz, y una pérdida de conversión efectiva de 1.14dB.

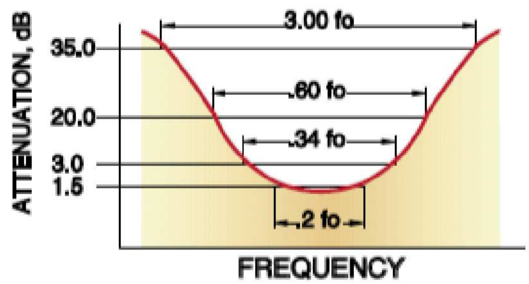


Figura 4. 10 Respuesta típica en frecuencia SBP-60+.

Al ser este filtro altamente selectivo, se considera por ende que el máximo ancho de banda tolerado por el sistema será de 10 Mbps (10MHz), por lo que si se requiere de una mayor razón de datos será necesario no solo incrementar la tasa en el modulador/demodulador OFDM, sino también cambiar este filtro. Otra consecuencia del alto rechazo del filtro es la poca tolerancia al método de acceso de sistema, ya que si se requiere conmutar de un acceso en el dominio del tiempo hacia un frecuencial será necesario modificar los parámetros del filtro, o en su defecto cambiar el voltaje de ajuste del oscilador local para poder encajar la señal deseada en el ancho de banda del filtro.

Además, para mitigar los efectos de las pérdidas de conversión en las fases del receptor se utiliza el ZFL-500LN de Minicircuits el cual es un amplificador de bajo ruido con una ganancia de 24dB y un nivel de ruido de 2.9dB. Este amplificador ajustable, agrega un estimado de 15dB a la ganancia del receptor y por su bajo nivel de ruido influirá en la figura de ruido conjunta del receptor, lo cual será analizado en la fase siguiente para con ello estimar de una manera más precisa el dispositivo.

4.3.4. Demodulación y acople con la fase OFDM

Para demodular la señal es necesario utilizar el ZFMIQ-70D, este demodulador I/Q funciona con una tolerancia permitida de RF/LO de 50mW y una pérdida de conversión de 6dB, así mismo tiene una frecuencia LO de operación de 60 - 70MHz, la cual es alimentada por el oscilador controlado por voltaje ZX95-100+. De esta manera la señal está lista para ser procesada por la parte digital, en este punto podemos hacer un análisis de potencia de la señal para determinar primeramente la ganancia total del sistema:

$$A_T = A_{LNA} + P_{DC} + A_{FIF} + P_{IQ} + f_a \quad (4.8)$$

$$A_T = 13dB + 29dB - 2 x1.34dB -1.5dB -8dB -6dB + 15dB + f_a$$

$$A_T = 38.82dB + (14dB + f_G - f_L) \quad (4.10)$$

$$A_T \approx 53dB + (f_G - f_L) \quad (4.11)$$

De donde f_a lo rigen principalmente tres factores; el primero que está asociada a la ganancia de la antena Flat Pannel Range Extender de HyperLink con una ganancia de 14dBi, el segundo f_G es un factor de corrección complementario de ganancia, y el tercero f_L el cual comprende las pérdidas adicionales de cable las cuales bordean alrededor de los 3-5dB para la longitud prevista entre la antena y el equipo, por ende tendremos:

$$A_T \approx 50dB + f_G \quad (4.12)$$

Como se dijo en 3.3.2, el déficit de potencia que se maneja en el receptor es de 50 – 60dB, por lo cual se puede afirmar que el valor de f_G comprende netamente la ganancia relativa del sistema, un valor típico de esta ganancia en enlace 100 % LOS es de 20-30dB, por ende para lograr un efecto más real vamos a introducir un ZJL-4G de MINICIRCUITS con una ganancia variable de hasta 25dBm, nosotros dejaremos el ajuste variable para que en el momento de la recepción forzar al sistema DSP que calibre la ganancia de acuerdo a sus necesidades para efectuar un balance entre modulación del DOWNSTREAM y potencia recibida.

Finalmente para tomar un valor referencial de sensibilidad, fijaremos f_G=20dB, por lo cual tendremos que la sensibilidad del receptor será igual a 70μV o mejor expresado en -70dBm; esto nos quiere decir que para señales de magnitudes menores el sistema será poco práctico, ya que la etapa DSP no será capaz de reconstituir la señal de manera confiable.

5. Pruebas del Funcionamiento del TRANSCEIVER

5.1. Descripción de las Pruebas

El sistema de transmisión y recepción desarrollado será principalmente probado en dos tipos de ambientes:

- En ambiente no controlado o en exteriores, el cual buscará medir la intensidad de la señal recibida, pérdidas de transmisión y líneas de vista.

- ❖ En ambiente controlado o laboratorio el cual permitirá observar parámetros más comunes como Voltajes pico a pico, formas de ondas, frecuencias y desfases de ondas, comparación en magnitud y frecuencia de onda enviada/recibida.

Esto permitirá tener parámetros más manejables al momento de realizar comparaciones entre las señales y también en el caso de ambientes controlados permitirá tener referencias más claras ya que se podrán incluir formas de ondas o diferentes señales y apreciar claramente su distorsión o amplificación de acuerdo a los medidores a determinar en cada prueba.

5.2. Funcionamiento del transmisor y receptor OFDM

El sistema transmisor y receptor en OFDM[11] solamente abarca la parte DSP y para la implementación hace uso del algoritmo de la IFFT/FFT. Por otra parte, las salidas del transmisor y las entradas del receptor son expresadas a través de las señales I y Q.

---

[11] Tesis de Grado "Diseño e Implementación en FPGA de un Sistema Escalable Modulador OFDM, como Herramienta Académica e Investigativa"

El Transmisor se encarga de producir los símbolos, los cuales a su vez forman los denominados bloques OFDM. Los bloques están formados por dos tipos de símbolos OFDM: los símbolos de Training y los Símbolos de Datos. Los Símbolos de Training conforman la cabecera del bloque y corresponden al símbolo referencial de preámbulo proveído por el IEEE 802.16. Los símbolos de Datos llevan la información de los datos codificados. Para la conformación de los símbolos en el tiempo, la técnica del prefijo cíclico es utilizada tanto en los símbolos de training como de datos.

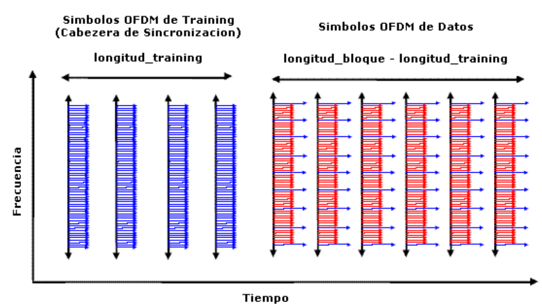


Figura 5. 1 Estructura en tiempo y frecuencia del bloque OFDM transmitido.

La codificación de canal utilizada se limita a modular los bits de entrada en modulación BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM y 256QAM en código gray. Por otra parte, dadas las especificaciones del IEEE 802.16, para la modulación de los pilotos siempre se utiliza modulación BPSK mientras que para el training se usa QPSK.

El sistema propuesto no abarca el proceso de sincronización entre el TX y el RX. A pesar de esto, como se ha mencionado con anterioridad, para base de futuros proyectos el TX tiene la funcionalidad de crear los símbolos de Training necesarios para la sincronización. La detección del inicio del símbolo útil es simulada mediante una señal de control conectada directamente entre el TX y el RX.

El sistema ha sido diseñado de forma modular y parametrizable, esto con el objetivo de potencializar su escalabilidad. Así, el sistema implementado está constituido por 4 bloques principales: Transmisor (TX), Receptor (RX), Clocking y Settings.

5.2.1. Bloque "Settings"

El bloque "settings" se encarga de definir y proporcionar a los demás bloques las especificaciones básicas del sistema. La tabla II especifica los puertos de salida del bloque e indica la definición de cada uno de sus parámetros. Los parámetros son especificados en VHDL, por esta razón son estáticos y para hacer algún tipo de cambio debe realizarse nuevamente el proceso de Síntesis e Implementación. Este bloque es completamente independiente del TX y el RX, por lo cual se facilitan futuras adecuaciones, estudios e implementaciones de dichos bloques.

5.2.2. Bloque "Clocking"

El bloque de clocking se encarga de la sincronía del sistema mediante la distribución de los diferentes relojes al Transmisor y al Receptor. Debido a que en esta implementación se utilizan 5 diferentes tipos de modulaciones de forma serial, este bloque debe de trabajar con 5 tipos de frecuencia de operación.

Para la generación de estas señales de reloj se ha utilizado un sistema de habilitadores, en el cual solo se utiliza una sola señal de reloj. Esta opción ha sido preferida ante la implementación de un sistema multiplexado de diferentes relojes. La razón de esto se debe a los problemas de sincronía y de síntesis que implica la multiplexación. La selección de relojes provoca que el sintetizador del código VHDL interprete las señales de reloj como combinatoriales. Esto debe evitarse a toda costa ya que la frecuencia máxima y por ende el desempeño del sistema decae substancialmente.

5.2.3. Bloque "Transmisor"

El TX se encarga de formar y mostrar los bloques en OFDM en el dominio del tiempo a partir de una entrada binaria. Esta entrada es producida mediante la implementación de un secuenciador pseudoaleatorio. Dicha secuencia es alimentada al bloque del codificador, el cual se encarga de producir las constelaciones nativas c_k de datos. En el mismo nivel podemos observar los bloques de training y "pilotos y guarda", que como sus nombres lo indican están encargados de producir las constelaciones nativas c_k de training, pilotos y guarda respectivamente.

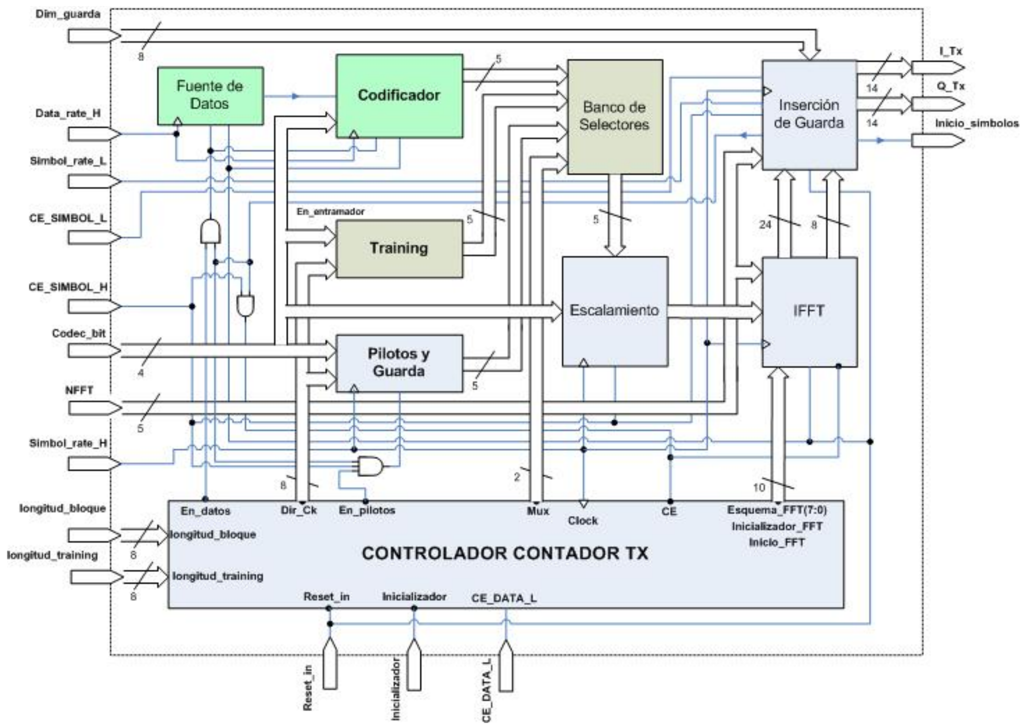


Figura 5. 2 Diagrama de bloques del TX.

Para el entramado de los datos en el dominio de la frecuencia, el controlador del TX (Controlador Contador TX) hace uso del banco de selectores y de los tres bloques expuestos anteriormente. Antes de iniciar con el entramado, el controlador debe de encargarse de inicializar el bloque IFFT.

Una vez sincronizado el bloque IFFT, comienza el entramado teniendo en cuenta la longitud del bloque y del training. El controlador tienes dos contadores internos encargados de contabilizar el índice k de la subportadora c_k y el número de símbolo producido en el bloque. Si el símbolo corresponde al training, el banco selector muestra en su salida las componentes c_k del bloque de training. De esta forma en la entrada del bloque de escalamiento se tiene el símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia, representado en forma serial por los diferentes componentes nativos c_k.

El bloque de escalamiento se encarga de multiplicar los valores en la entrada por un factor F en función del esquema de codificación, convirtiendo los componentes fundamentales c_k en los fasores c_k a transmitirse. De esta forma, la implementación del bloque multiplicador permite el trato independiente de los bloques Codificador, Training y “Pilotos y Guarda” con los bloques IFFT e Inserción de guarda. Gracias al escalamiento dichos bloques han podido ser diseñados de manera independiente y apegada al estándar, facilitando así su posible reutilización.

El bloque IFFT se encarga de transformar el símbolo OFDM del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Es decir, transforma los NFFT fasores c_k en NFFT complejos $x[n]$.

Finalmente se tiene el bloque de guarda que se encarga de la inserción del prefijo cíclico a partir de la misma secuencia $\{x[n]\}$. Debido a que el entramador (el resto de los bloques) y el bloque de inserción de guarda tienen la misma frecuencia de reloj, es necesario que el bloque de guarda detenga al entramador mientras la guarda es insertada. De igual manera, es necesario indicarle al RX el inicio de cada símbolo útil para que este pueda suplir la ausencia del sincronizador.

5.2.4. Bloque “Receptor”

El RX se encarga de recuperar los datos de entrada a partir del bloque transmitido serialmente en el tiempo. Como se ha indicado anteriormente, el RX no incluye el proceso de sincronización y por ende no utiliza ni los símbolos de training ni el prefijo cíclico. En su defecto, presume la existencia de un sincronizador externo que se encarga de determinar el inicio de un símbolo útil de datos. Dicho sincronizador se encargaría de generar una señal disparadora luego de detectar los símbolos de training y desechar la guarda de cada símbolo de datos. En definitiva, este disparador corresponde a la entrada sincronizada.

Sin embargo, la señal de inicio de símbolo solo se encarga de desechar la guarda y no discrimina si el símbolo es de training o de datos. Esto es solucionado gracias al controlador de datos del RX que asume la existencia de una secuencia de cabecera. Este controlador no habilita la decodificación de datos cuando se está procesando un símbolo de cabecera, es decir cuando el índice del símbolo en un bloque es menor o igual a la dimensión de la cabecera. De aquí tenemos que los símbolos de esta cabecera si son transformados al dominio de la frecuencia pero no son decodificados. De aquí se infiere que en nuestro caso se define a esta dimensión de cabecera con el mismo valor de la dimensión del training. Así, los símbolos del training no afectan la recuperación de los datos e inclusive es posible observar al training recuperado en el dominio de la frecuencia. Para el caso de que se implemente un sincronizador como el especificado en la parte superior, bastaría simplemente con redefinir la dimensión del preámbulo con un valor de cero en el controlador de datos del RX.

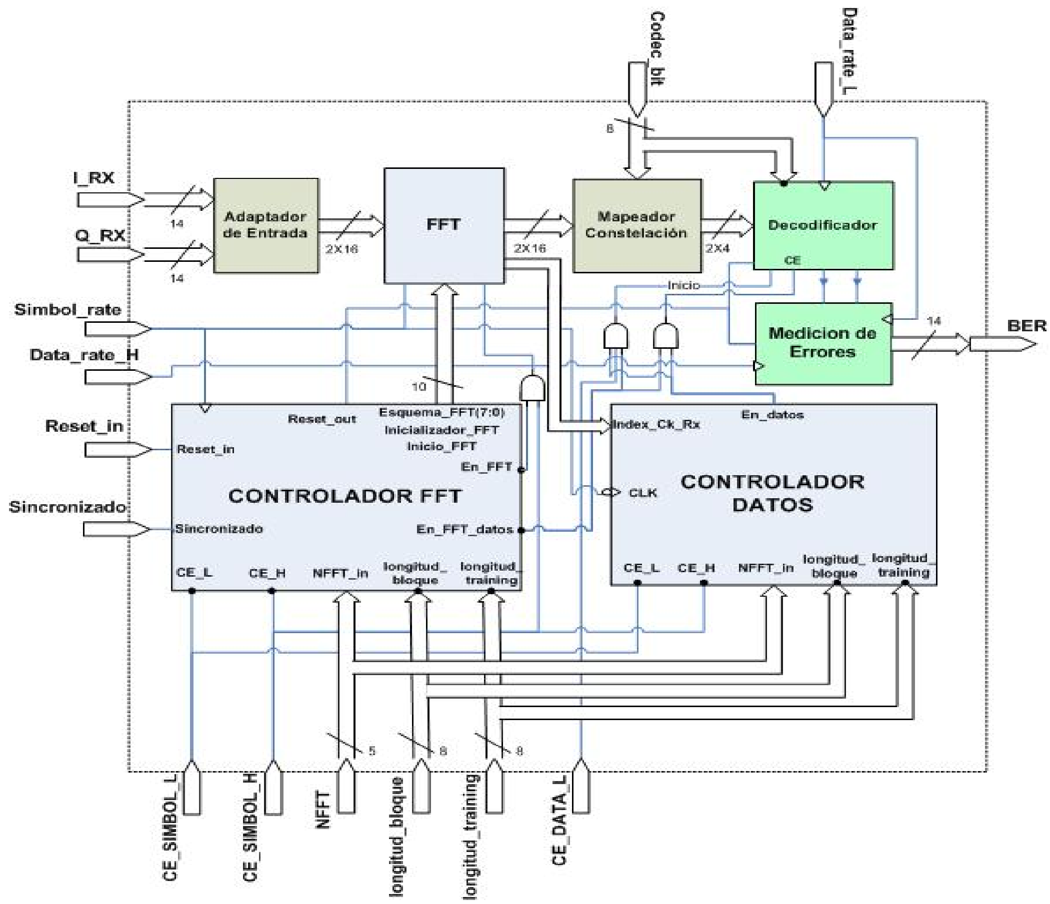


Figura 5. 3 Diagrama de bloques del RX.

Como resultado del proceso de decodificación, a la salida de este bloque se tienen los bits recuperados y una señal disparadora que indica cuando un nuevo bit es decodificado. Finalmente, estas señales son direccionadas al bloque de detección de errores que se encarga de regenerar la secuencia binaria transmitida y compararla con la secuencia recuperada para medir el BER.

Para la realización del proceso indicado en la parte superior es fundamental el uso de los dos controladores del RX: controlador FFT y controlador de datos. Como su nombre lo indica, el controlador FFT se encarga de inicializar el core FFT, así como indicarle cuando debe procesar en función de la entrada disparadora “sincronizado”. Por su parte, el controlador de datos se encarga de generar el habilitador en_datos para el decodificador tomando en cuenta el índice del símbolo y el índice de la subportadora procesada.

5.3. Acople de fase Inalámbrica

Definidas las etapas del diseño del modelo vamos a explicar el funcionamiento de cada uno de los elementos mini-circuits a utilizar en la trasmisión/recepción. El trasmisor estará basado en el esquema que se propuso en la fig. 5.4 y el receptor estarán basados en el esquema de la fig. 5.6.

Además de los mini-circuits serán necesarias dos fuentes que proporcionaran los voltajes para alimentar cada mini-circuits. La fuente entrega 3 voltajes constantes que son: +5V, +12V, -12V y un voltaje variable entre +1.2 V y +12V (fig. 5.4).

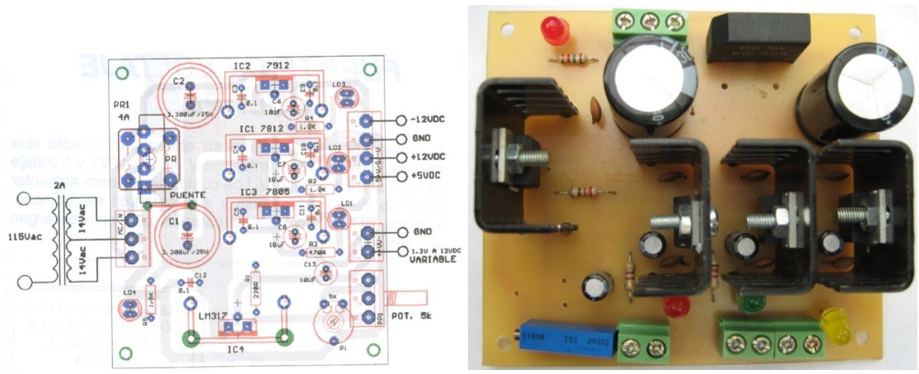


Figura 5. 4 Fuente de Voltaje.

Adicional a esto para interconectarse entre minicircuits se utilizara conectores tipos SMA (Male) – SMA (Male), en algunos casos será necesario dividir la señal por lo que se necesitara conectores tipo T SMA (F-M-F).

Figura 5. 5 Conector SMA (M) – SMA (M) y Conector tipo T SMA (F-M-F).

5.3.1. Funcionamiento del Transmisor

En si nuestro trasmisor se lo ha dividido en cuatro etapas que son:

- Preparación y Acople en IF
- Filtraje
- UP Convertion
- Red de Acople en RF

La primera etapa es la de **PREPARACIÓN Y ACOPLE EN IF** esta fase sirve como interfaz de la etapa DSP o cualquier etapa que realice el tratamiento digital en banda base de la señal.

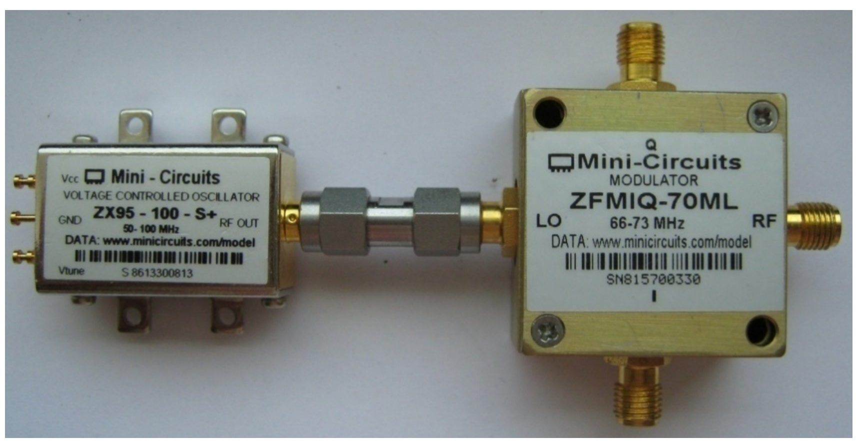


Figura 5. 6 Primera Etapa trasmisora: Preparación y Acople en IF.

El VCO se lo conecta a Vcc +5V, Vtune a +0.5V y GND, con el voltaje de Vtune a +0.5V se tendrá una frecuencia 46.6MHz y con una potencia de salida de 7.46 dBm esta señal estará dada a la salida del RF OUT del VCO. Por otra parte el demodulador estará configurado por las siguientes señales: LO se conecta a RF OUT (VCO), las entradas I y Q será proporcionada por el DSP pero para pruebas se genera una onda sinusoidal con amplitud de 2V y frecuencia de 100KHz, a la salida del RF se obtendrá una señal con pérdida de conversión de 5.2dB la pérdida es en función de la frecuencia del carrier (LO).

La segunda etapa que se la denomina **FILTRAJE** se eliminara las armónicas proveniente de la primera etapa y a su vez amplificar la señal para que en la próxima etapa se disminuya el efecto de modulación cruzada.

Figura 5. 7 Segunda Etapa trasmisora: Filtraje.

El Amplificador ZJL-4G se alimentara a Vcc +12V y GND de tal forma se obtendrá una señal con una ganancia aproximada de 12.49dB, luego de esto se pondrá el filtro lo que generara una pérdida de inserción aproximada 2.70dB.

La etapa **UP CONVERTION** lo que se trata de hacer es aumentar la frecuencia a 2.422 GHz que es la frecuencia expuesta en este tema para la transmisión.

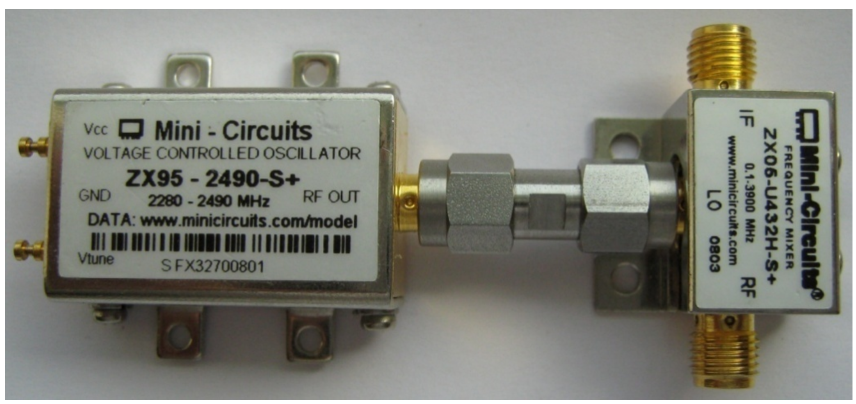


Figura 5. 8 Tercera Etapa trasmisora: UP Convertion.

El VCO se lo alimentara con Vcc a +5V, GND y Vtune se lo obtendrá del voltaje variable de la fuente que en este caso es +4.02V con esto se generara una señal RF OUT de 2452.53MHz la misma que ingresa en la entrada LO del Mixer.

La señal IF (Mixer) estará dada por la salida de la etapa dos en este caso la salida del filtro de esta forma el mixer genera una señal RF OUT de 2422MHz con una pérdida de conversión aproximada de 6.93 dBm.

La última etapa la **RED DE ACOPLE EN RF** la cual será responsable de brindar un perfecto acople de impedancia hacia la antena estará conformada en este caso por el Hittite HMC309MS8 en el cual su medio de acceso es TDD.

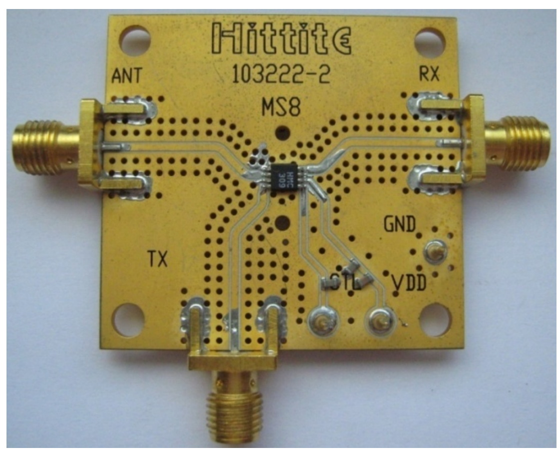


Figura 5. 9 Cuarta Etapa trasmisora: Red de acople en RF.

Donde VDD será +3V, GND y CTL es +3V de tal modo el Amplificador LNA trasmisor/receptor está configurado solo para trasmitir. La señal ANT se conectara a la antena y TX conectaremos la salida de la etapa tres en este caso a RF OUT del Mixer, con esta configuración está trasmitiendo a una frecuencia de 2.422GHz con una pérdida de inserción de -0.4 dB a 25ºC.

De manera que nuestro modulo trasmisor queda de la siguiente manera:

Figura 5. 10 Modulo Transmisor.

5.3.2. Funcionamiento del Receptor

La parte de la recepción es casi similar a la parte de la trasmisión con la diferencia de las tolerancias de sus elementos y de la inclusión de elementos de acoples comunes que hacen posible el funcionamiento de las dos fases.

El receptor va estar estructurado de la siguiente manera:

- Sensibilidad y adaptación de línea.
- Down Convertion.
- Selección del canal.
- Demodulación y acople con la fase OFDM.

Por lo que se empezara a explicar la etapa de **SENSIBILIDAD Y ADAPTACIÓN DE LÍNEA** dicha etapa se va encargar del acople con la interfaz de radio y además de esto también se encargara del nivel de señal que recibe el transceiver.

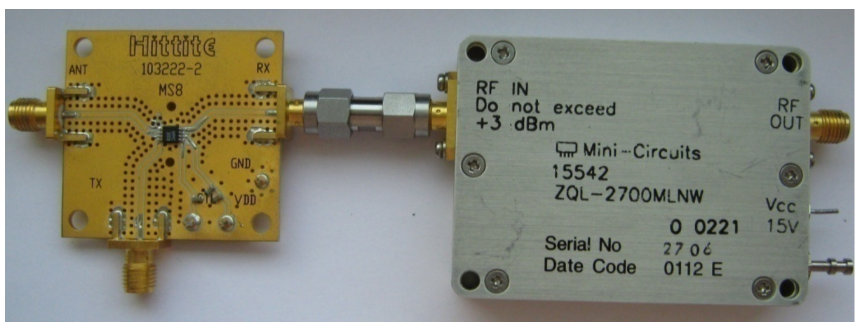


Figura 5. 11 Primera etapa receptora: Sensibilidad y adaptación de línea.

El circuito Hittite se configura de la siguiente manera: VDD será +3V, GND y CTL es 0V de tal modo el Amplificador LNA trasmisor/receptor está configurado solo para recibir. La señal ANT se conectara a la antena y RX se conectara a la entrada RF del LNA con esta configuración se está recibiendo una frecuencia de 2422MHZ con una ganancia aproximada de

7.9dB. El LNA se lo alimentara con Vcc a +12 y GND obteniendo la señal RF IN tendremos que la ganancia será de 30.4dB en RF OUT.

La segunda etapa a tratar es la de **DOWN CONVERTION** que es la etapa de conversión hacia abajo muy importante para que la señal al ser demodulada no sufra de los efectos inherentes al proceso de conversión.

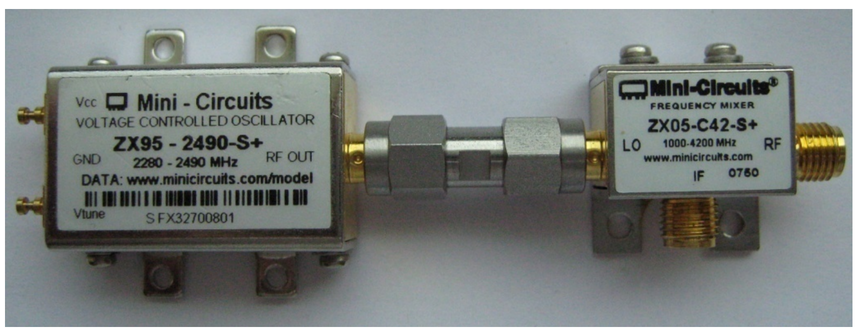


Figura 5. 12 Segunda etapa receptora: Down Convertion.

El VCO se lo alimentara con Vcc a +5V, GND y Vtune se lo obtendrá del voltaje variable de la fuente que en este caso es +4.02V con esto se generara una señal RF OUT de 2452.53MHz la misma que ingresa en la entrada LO del Mixer y la señal RF del mixer va estar conectada a la salida del LNA (RF OUT) con esta configuración tendremos una señal en IF del mixer de 46.6MHz.

La tercera etapa denominada **SELECCIÓN DEL CANAL** es la etapa encargada de efectuar el ajuste fino a la señal para finalmente ser demodulada en banda base.

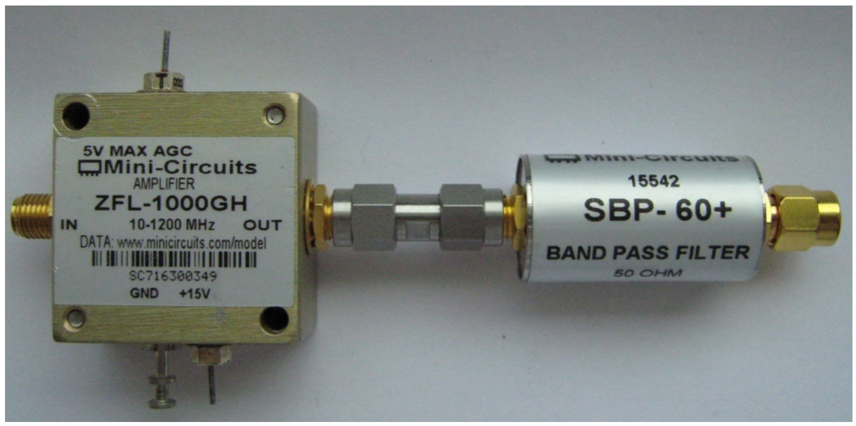


Figura 5. 13 Tercera etapa receptora: Selección del Canal.

La señal IF del mixer se conectara al filtro al pasar esta señal por el filtro con la frecuencia antes mencionada genera una perdida inserción de 22.93dB esta señal alimentara al amplificador, el mismo que está alimentado de Vcc a+12V, GND y AGC a +0V de manera que la señal OUT del amplificador tendrá una ganancia de 31.4dB.

La última etapa es la **DEMODULACIÓN Y ACOPLE CON LA FASE OFDM** en esta etapa la señal va estar lista para ser procesada por la parte digital.

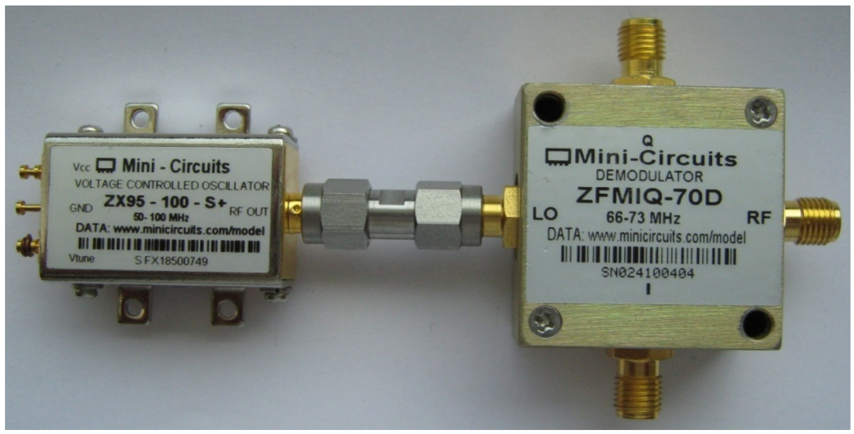


Figura 5. 14 Cuarta etapa receptora: Demodulación y acople con la fase OFDM.

La señal RF del demodulador va estar dada por la señal OUT del amplificador. El VCO estará conectado Vcc a + 5V, Vtune a +5V y GND el mismo que genera una frecuencia de 63.8MHz en RF OUT esta se la conecta al LO del modulador con esto tenemos un señal en I&Q de aproximada de 0.30 con una amplitud de 0.19dB y fase de 88.89º.

Explicadas todas las etapas de recepción procederemos a unirlas quedando de la siguiente manera:

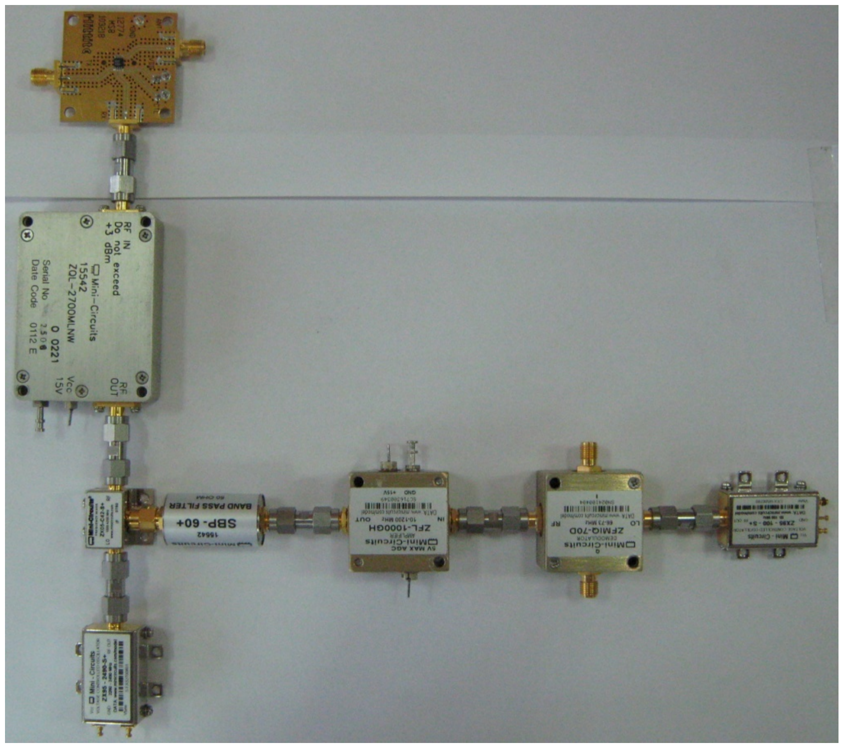


Figura 5. 15 Modulo Receptor.

Ensamblando la etapa trasmisora y receptora en un solo modulo nuestra etapa queda de la siguiente manera:

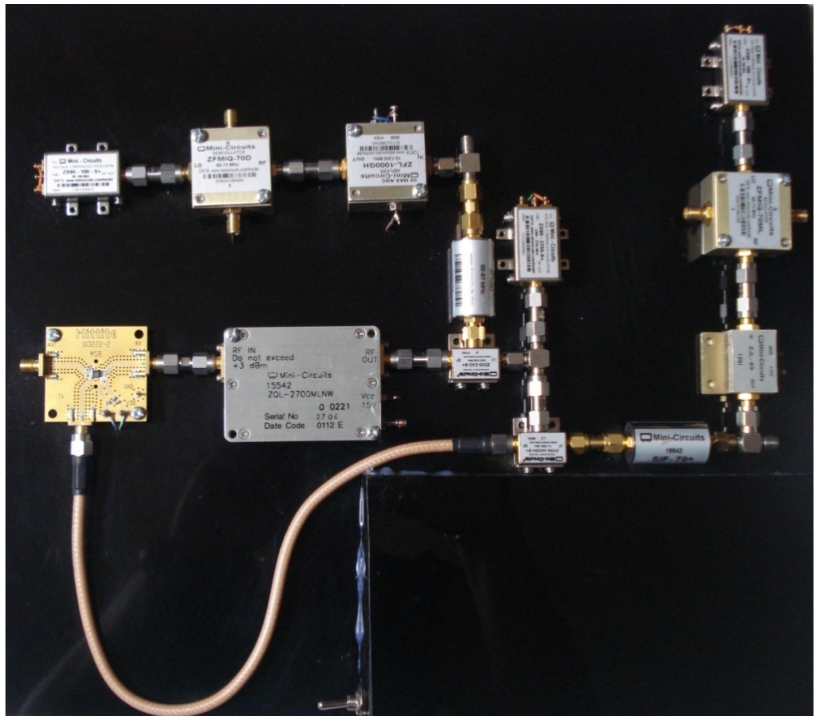


Figura 5. 16 Tranceiver.

5.4. Mediciones de Campo

En las siguientes tablas se expresan las mediciones tomadas en los sitios escogidos en la simulación, estas mediciones fueron tomadas en distintos tiempos durante un día, para cada medición se procedía a realizar tres mediciones consecutivas por lo cual en la tabla se expresa el valor medio de estas tres mediciones consecutivas.

Tabla VII: Resumen de Mediciones en el Componente 8.

Mediciones	Valor Medio(uV)	Dev Estandar
t1	50,5078899	3,37308E-05
t2	49,49066275	8,5459E-05
t3	51,47208827	2,89158E-05
t4	49,23029998	1,16941E-05
t5	51,39626748	5,48295E-05
t6	49,16367847	5,2165E-05
t7	51,5890298	6,1782E-05
t8	48,89408424	6,6068E-05
t9	51,39782037	8,09647E-05
t10	49,415362	5,43767E-05
t11	50,68047103	1,74345E-06
t12	49,32907791	8,65215E-05
t13	51,33757895	9,49343E-05
t14	49,33173711	3,53196E-05

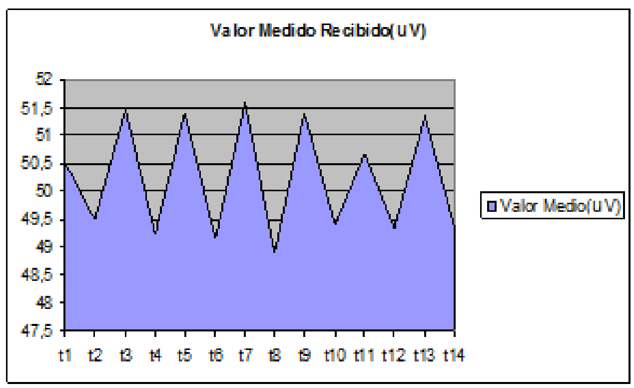


Figura 5. 17 Gráfica de Campo Eléctrico en el Sub-Componente 8.

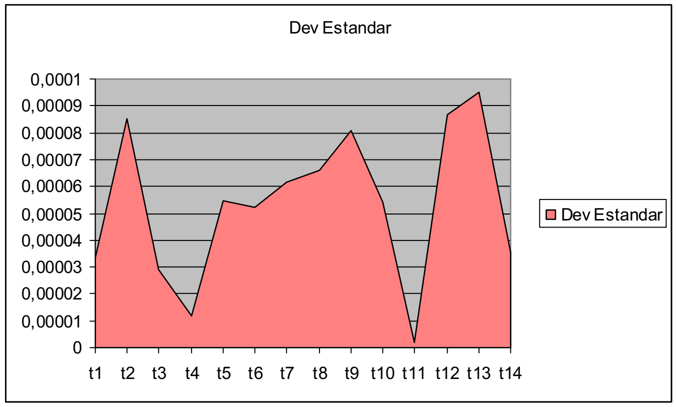


Figura 5. 18 Gráfica de Desviación estándar en el Sub-Componente 8.

Además se tomó un valor de medición de desviación estándar la cual nos ayuda a tener una apreciación de la variabilidad de los datos medidos, según el instrumento de medición facilitado para este objetivo.

Tabla VIII: Resumen de Mediciones en Tecnologías.

Mediciones	**Valor Medio(uV)**	**Dev Estandar**
T1	54,65248108	4,75174E-05
T2	53,96266855	2,30312E-05
T3	54,52548952	3,02E-05
T4	53,48613669	5,95954E-05
T5	54,64268312	2,97831E-05
T6	54,08211336	6,83319E-05
T7	54,80883377	3,7391E-05
T8	53,75831931	3,5983E-05
T9	54,04465267	4,13383E-05
t10	53,61210551	2,28057E-05
t11	55,70986593	3,01E-05
t12	53,17301973	1,53168E-05
t13	54,32008102	4,03E-05

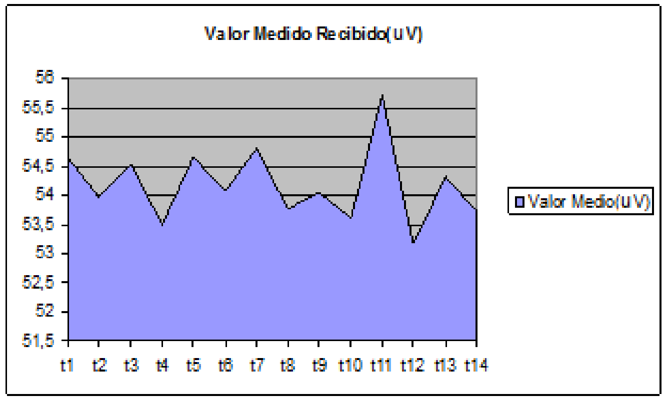


Figura 5. 19 Campo Eléctrico en Tecnología.

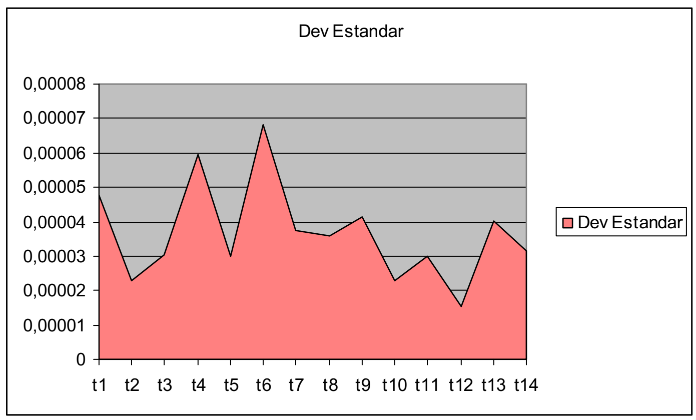


Figura 5. 20 Desviación estándar en Tecnologías.

5.5. Mediciones Locales

Para realizar estas mediciones nos basamos primeramente en mediciones de línea, las cuales constaban de conectar directamente la fases de transmisión a la de recepción sin tomar en cuenta a la fase inalámbrica (se cortocircuitan las fases para esto), luego también se procede a realizar mediciones en ambientes controlados (Laboratorio de Simulación) y para ello además se ajustan tanto las potencias de salida como las ganancias de entrada para evitar daños en el equipo y componentes no deseados (IIP3).

Primeramente se toma como señal de entrada una onda sinusoidal generada de 1Vpp, la cual se va a ser fijada en 400KHz, a ello se añade una portadora de 62Mz (fIF) con una potencia de salida de 3dBm, añadido a esto se configura una portadora de 2380Mhz a 15dBm con lo cual se tiene lo siguiente:

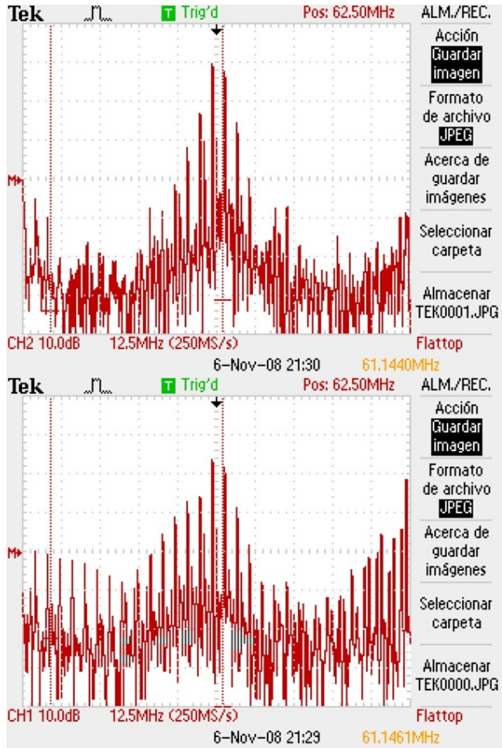


Figura 5. 21 Señal IF en transmisión y Recepción.

Esta misma señal se refleja en dominio temporal con una forma de modulación con portadora debido a la señal en banda base, pero esta puede del mismo modo ser expresada de diferentes formas, por ejemplo como una señal triangular de 400Hz.:

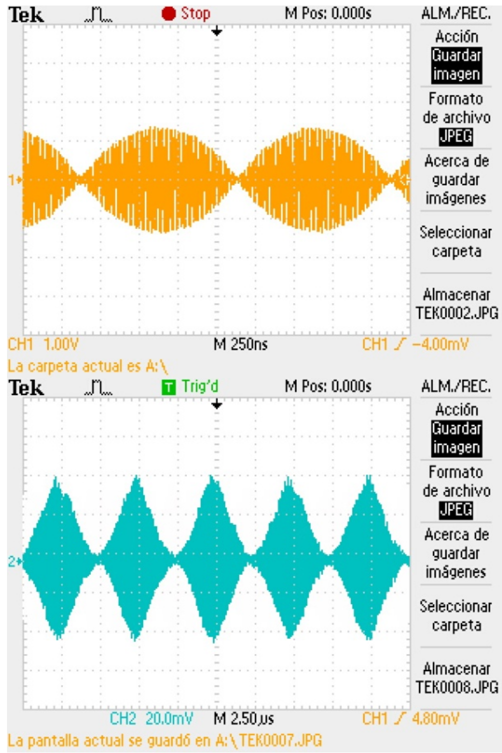


Figura 5. 22 Señal IF en Recepción dominio temporal.

Luego se procede a realizar mediciones, en un ambiente inalámbrico controlado, para ello se añaden dos antenas de 14dBi cada una y con una separación de 10m cada una, para ello se añade en este momento el amplificador de banda amplia alimentado con 3V lo cual expresa una ganancia de 2dBm, luego de ello apreciamos en él una pérdida de 35%, (-6dBm de Tx/-3 dBm de Rx), lo cual también manifiesta un ligero deterioro de la forma de onda debido a la baja linealidad de la señal proveniente desde nuestro generador de ondas:

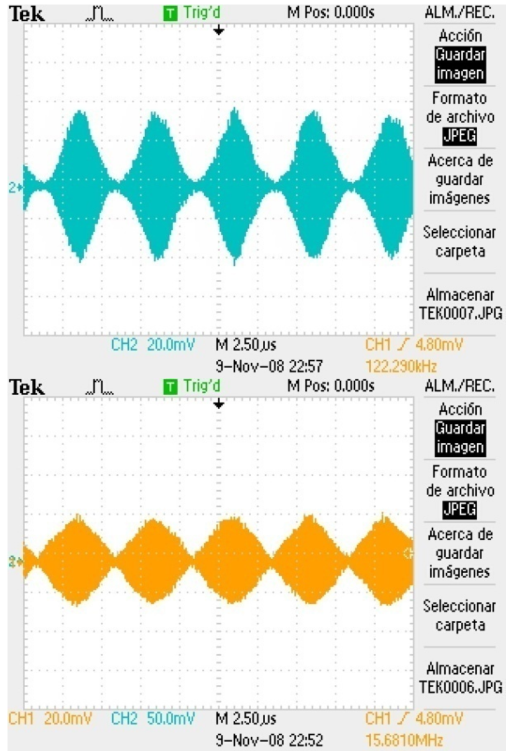


Figura 5. 23 Señal IF en transmisión y Recepción, en ambiente inalámbrico controlado.

Así mismo se cambia la forma de onda del experimento anterior hacia una señal sinusoidal, pero además de esto se eleva el nivel de transmisión de la señal para lo cual se alimenta a plena carga el ZJL-4G (10dBm de ganancia), por ello tenemos una señal efectiva de salida de 5dBm y una potencia medida de recepción de 2.2dBm tomada luego de la primera downconvertion, vale también notar el ligero desfase entre las dos señales comparadas, debido no solo a la longitud del cable de medición o puntas de prueba entre los mismos sino al coeficiente del desfase entre los dos puntos de medición.

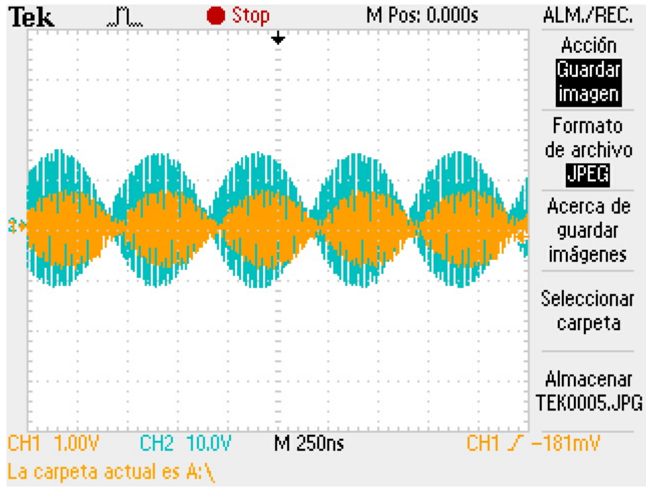


Figura 5. 24 Señal IF en transmisión y Recepción, en ambiente inalámbrico controlado, a 5dBm de Tx.

El experimento luego se refleja en el dominio de la frecuencia, aquí podemos apreciar como la onda sinusoidal se expresa de una forma nítida en los 63MHz, una ligera portadora de 2MHz se muestra a la izquierda como a la derecha de la portadora principal lo cual demuestra la señal modulada, esto expresa claramente como la señal modulante tiene una diferencia de aproximadamente 10dB con la señal portadora.

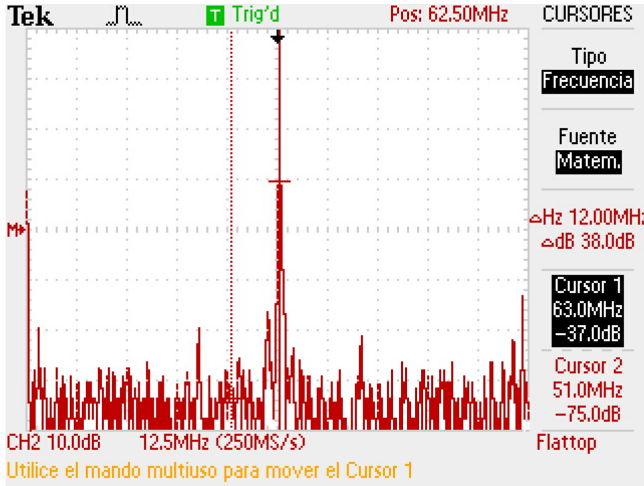


Figura 5. 25 Señal IF en Recepción.

5.6. Comparación con diagrama simulado

Una vez realizadas las mediciones podemos ver claramente como los márgenes de transmisión y recepción son logrados con un mínimo de diferencia, es decir según el diagrama simulado existe una relación de 30 a 1 sobre el piso de ruido y la señal mínima a recibir, al tomar las medidas pertinente se muestra que esta relación es menor (23 a 1) por lo cual la señal es demodulada de una manera coherente.

Por otro lado vemos que la relación de transmisión-recepción varían en un factor mínimo, es decir según la simulación tenemos una

pérdida de propagación de 110dB lo cual en la realidad es de 125dB, es decir si a esto añadimos los 50dB de ganancia en recepción.
La frecuencia simulada 60Mz varía de la frecuencia real de operación 63Mhz, debido a que luego de realizar varias pruebas locales notamos que el VCO se comportaba de una mejor manera en esta frecuencia, además ya que se tomó un paso gradual de 0.25V para la alimentación del VCO esta frecuencia se ajustaba claramente a nuestros propósitos.

De acuerdo a los datos obtenidos tenemos una peor recepción de 7.5dB lo cual difiere con los 9.6dB simulados, así mismo podemos notar como el varía en un factor similar la pérdida de línea ya que luego de tomar las mediciones se observó que este parámetro era variable, es decir el dato que se toma como referencia es un valor instantáneo de medición ya que este variaba en un rango de 1dB de acuerdo a las condiciones ambientales.

De acuerdo a los valores medidos vemos como hay una recepción más estable en un extremo que del otro, esto va acorde con las mediciones realizadas previamente de análisis de interferencia en los sitios del experimento, estas mediciones varían en 1 dB pese a que al otro extremo la variación es de más de 5dB.

5.7. Evaluación de datos

- Debemos de tomar en cuenta que existe un 18% de error entre el diagrama simulado y las mediciones tomadas.
- Notamos que el margen de error disminuye con las primeras pruebas tomadas, es decir según las mediciones locales tomadas, este varía significativamente 2%, esto se da porque no se puede tener todos los parámetros controlados en un ambiente externo como los que se tienen en el laboratorio.
- La frecuencia real tiene un ligero desfase con la frecuencia simulada, esto no solamente se da debido a los componentes discretos que forman los dispositivos de ajuste de frecuencia sino también de la falta de una retroalimentación en recepción.
- Según los datos simulados de horizonte visible y cobertura de radio polar se tenía una visibilidad de alrededor del 90% lo cual hacia posible un 76% de casos exitosos en recepción, estos datos variaron ya que la topografía de la simulación no era igual que la realidad.
- La ganancia de la antena variaron en un 5% ya que al realizar mediciones locales de todos los componentes, este fue el único factor que podía incidir directamente en el resultado sin haber sido claramente medido en un ambiente controlado.

- La variación de promedios de medición de señales recibidas se dan debido a la alta densidad de puntos de acceso ubicados en un extremo con respecto al otro, esto hace que la demodulación en este deba ser mas excluyente es decir que la sensibilidad teórica de 69dBm sea más exacta.

Conclusiones y Recomendaciones

CONCLUSIONES.-

1. Luego de culminar la fase experimental podemos notar que el ambiente escogido tanto para la simulación como para la implementación pudo expresar todas las características necesarias para una estimación de una transmisión en la banda de 2.4Ghz.

2. Pese a la falta de linealidad de algunos elementos es importante destacar que la experiencia se vale en gran medida de la estabilidad de VCOs y amplificadores los cuales funcionaron en todo momento según lo expresado en sus hojas de especificaciones.

3. Es importante la experiencia en ambientes controlados tanto como en ambientes abiertos, ya que mediante el primero no solo que aseguramos el correcto funcionamiento de cada una de las fases de nuestro dispositivo, sino que también nos ayuda a enfrentar ciertos problemas antes de llegar a ambientes no controlados.

4. La fase de acople OFDM y RF, debería ser precedida de una etapa de amplificación ligera (1-5dB), para que la adaptación de línea no sea tan crítica ya que asegurará una correcto ajuste de impedancias y además ayudaría a la adecuada retroalimentación en frecuencia de todo el sistema.

RECOMENDACIONES.-

1. Es necesario tomar en cuenta el proceso de retroalimentación para efectuar la modulación coherente, en esta experiencia solo se realizó demodulaciones en base a la estabilidad lograda con anterioridad de los osciladores locales, pero en un dispositivo integrado, esta función debe de ser tomada a cabalidad por la parte DSP o por algún proceso intermedio entre la fase inalámbrica analógica y la parte digital.

2. Se debe anotar que los dispositivos utilizados pueden ser miniaturizados (existen paquetes adaptados para PCB), los cuales serían menos sensibles a variaciones de temperatura, lo ideal según nuestra apreciación es dejar la fases de amplificación ya sea en transmisión o recepción como se lo maneja en este proyecto y tratar de miniaturizar principalmente las etapas de UP y DOWN CONVERTION.

3. Es necesario aclarar que el experimento variará sustancialmente en el tiempo, debido a que la banda de operación es una banda libre por lo que es siempre indispensable realizar un análisis de ruido antes de repetir la experiencia para que los resultados puedan ser semejantes a los de este trabajo.

ANEXOS

ANEXO A

Datasheets de Minicircuits

Coaxial

Amplifier

ZJL-4G+

50Ω Medium Power 20 to 4000 MHz

CASE STYLE: BW459

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZJL-4G+	$129.95 ea.	(1-9)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Features

- wideband, 20 to 4000 MHz
- high IP3, +30.5 dBm typ.
- rugged, compact case, 1.07"x0.61" (including mounting bracket)
- protected by US Patent, 6,943,629

Applications

- radar
- instrumentation
- lab use

Amplifier Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		GAIN (dB)			MAXIMUM POWER (dBm)			DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		DC POWER	
						Output (1 dB Compr.)			NF (dB)	IP3 (dBm)			Volt (V)	Current (mA)
	f_L	f_U	Typ.	Min.	Flatness[1] Typ.	L	U	Input (no damage)	Typ.	Typ.	In	Out	Nom.	Max.
ZJL-4G+	20	4000	12.4	10.0	±0.25	+13.5	+11	+20	5.5	+30.5	1.4	1.6	12	75

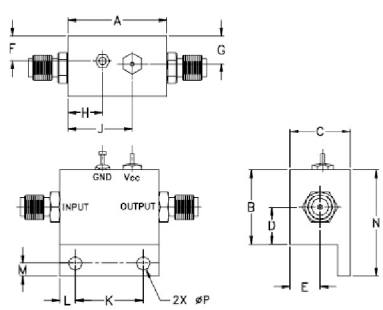
1. Flatness specified to 0.75 fU, dynamic range at 2 GHz.
Open load is not recommended, potentially can cause damage.
With no load derate max input power by 20 dB

L= low range (f_L to f_U/2) U= upper range (f_U/2 to f_U)

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 75°C
Storage Temperature	55°C to 100°C
DC Voltage	+13V Max.

Outline Drawing

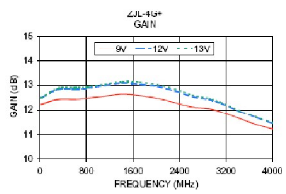


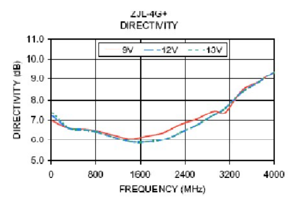
Outline Dimensions (inch / mm)

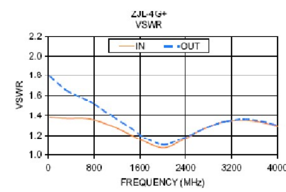
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	wt
1.00	.75	.61	.38	.29	.25	.26	.35	.65	.688	.156	.13	1.07	.140	grams
25.40	19.05	15.49	9.65	7.37	6.35	6.60	8.89	16.51	17.48	3.96	3.30	27.18	3.56	25

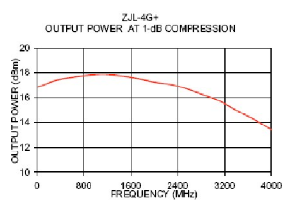
Typical Performance Data/Curves **ZJL-4G+**

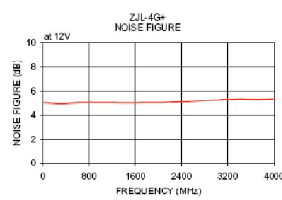
FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)
	9V	12V	13V	9V	12V	13V	IN	OUT	12V	12V
20.00	12.22	12.49	12.48	6.96	7.21	7.38	1.38	1.79	5.03	16.85
320.00	12.43	12.83	12.87	6.59	6.59	6.61	1.37	1.65	4.94	17.37
620.00	12.43	12.84	12.88	6.53	6.50	6.51	1.37	1.57	5.04	17.61
820.00	12.48	12.88	12.92	6.45	6.41	6.41	1.35	1.51	5.05	17.73
1120.00	12.56	12.98	13.02	6.26	6.16	6.16	1.29	1.39	5.04	17.85
1420.00	12.64	13.07	13.12	6.06	5.90	5.90	1.21	1.28	5.02	17.72
1720.00	12.58	13.02	13.10	6.21	5.89	5.89	1.12	1.16	5.03	17.51
2020.00	12.47	12.94	13.00	6.38	6.02	6.02	1.07	1.10	5.03	17.23
2320.00	12.29	12.76	12.83	6.78	6.38	6.38	1.14	1.16	5.08	17.02
2620.00	12.11	12.54	12.60	7.05	6.76	6.76	1.24	1.24	5.13	16.57
2920.00	12.04	12.41	12.46	7.45	7.25	7.25	1.31	1.31	5.23	16.06
3120.00	11.91	12.25	12.29	7.38	7.59	7.57	1.34	1.34	5.29	15.69
3420.00	11.65	11.95	11.98	8.44	8.36	8.36	1.35	1.36	5.33	14.92
3720.00	11.40	11.60	11.70	8.06	8.04	8.04	1.33	1.34	5.29	14.20
4000.00	11.21	11.45	11.47	9.37	9.38	9.38	1.29	1.30	5.34	13.39











Up Converter

Frequency Mixer

ZX05-U432H+

Level 17 (LO Power +17 dBm) 0.1 to 3900 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
IF Power	100mW

Coaxial Connections

LO	3
IF (IN)	1
RF (OUT)	2

Features

- up converter mixer
- low conversion loss, 7.5 dB typ.
- high IP3, 26 dB typ.
- rugged construction
- small size
- protected by US patents, 6,790,049 and 7,027,795

Applications

- WIMAX
- wide band receivers

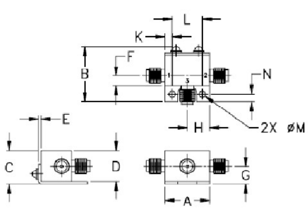
CASE STYLE: FL905

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX95-U432H-S+	$48.95	(1-24)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch / mm)

A	B	C	D	E	F	G
.74	.90	.54	.50	.04	.16	.29
18.80	22.86	13.72	12.70	1.02	4.06	7.37

H	J	K	L	M	N	wt
.37	--	.122	.496	.106	.122	grams
9.40	--	3.10	12.60	2.69	3.10	20.0

Electrical Specifications

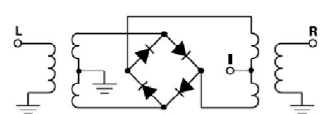
FREQUENCY (MHz)			CONVERSION LOSS* (dB)			LO-IF (IN) ISOLATION (dB)		LO-RF (OUT) ISOLATION (dB)		IP3 at center band (dBm)
IF (IN)	LO	RF (OUT)	Typ.	σ**	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.
0.1-800	1100-4250	1100-3900	7.5	0.2	9.8	24	13	35	26	26

1 dB COMPR. +14 dBm typ.
* Conversion Loss at 30 MHz IF
** σ is a standard deviation

Typical Performance Data

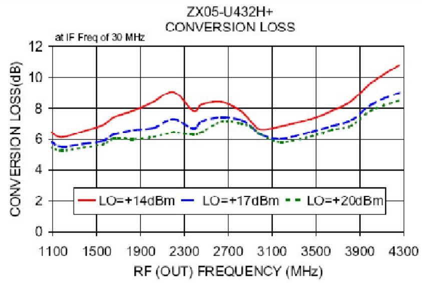
Frequency (MHz)			Conversion Loss (dB)	Isolation L-I (dB)	Isolation L-R (dB)	VSWR RF (OUT)Port (:1)	VSWR LO Port (:1)
IF (IN)	LO	RF (OUT)	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm
30.00	1110.10	1080.10	5.87	16.85	43.45	2.00	1.82
30.00	1210.10	1180.10	5.54	16.93	41.98	2.34	2.00
30.00	1410.10	1380.10	5.72	19.09	41.68	2.68	2.35
30.00	1590.10	1560.10	5.92	22.40	34.55	2.45	2.54
30.00	1690.10	1660.10	6.33	23.52	36.11	2.58	2.57
30.00	1870.10	1840.10	6.61	28.49	37.13	2.13	2.62
30.00	2050.10	2020.10	6.75	39.92	36.77	1.40	2.49
30.00	2230.10	2200.10	7.31	38.90	41.79	1.55	2.42
30.00	2410.10	2380.10	6.70	35.55	36.50	2.35	1.90
30.00	2490.10	2460.10	7.17	32.90	35.94	2.31	1.90
30.00	2670.10	2640.10	7.43	27.66	36.16	3.87	1.49
30.00	2850.10	2820.10	7.24	22.55	31.49	3.50	1.26
30.00	2950.10	2920.10	6.76	23.39	32.11	2.68	1.05
30.00	3030.10	3000.10	6.31	23.71	30.81	2.34	1.09
30.00	3210.10	3180.10	6.03	26.80	33.00	2.63	1.35
30.00	3490.10	3460.10	6.50	25.83	30.89	2.01	1.63
30.00	3670.10	3640.10	6.86	24.76	29.44	1.93	1.93
30.00	3850.10	3820.10	7.23	27.98	29.14	2.22	2.47
30.00	4030.10	4000.10	8.19	29.33	30.14	3.37	2.96
30.00	4290.10	4260.10	9.02	27.06	31.38	4.26	3.37

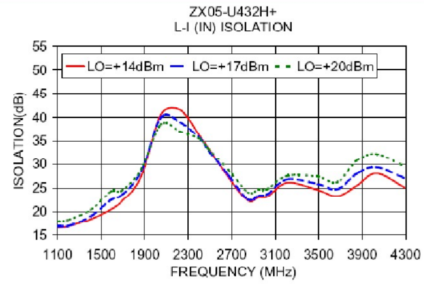
Electrical Schematic

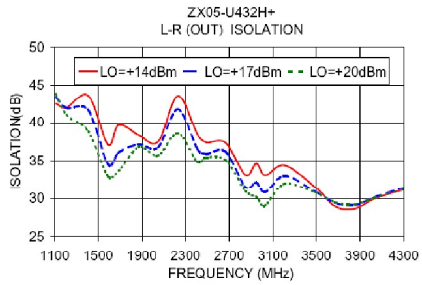


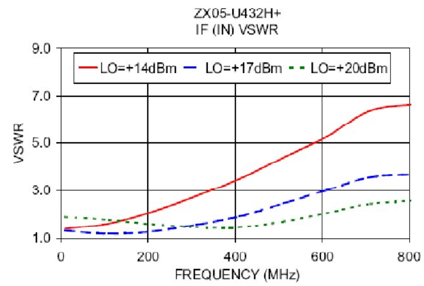
Performance Charts

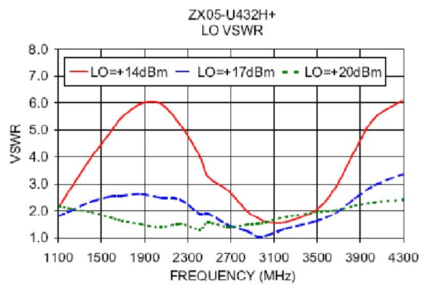
ZX05-U432H+

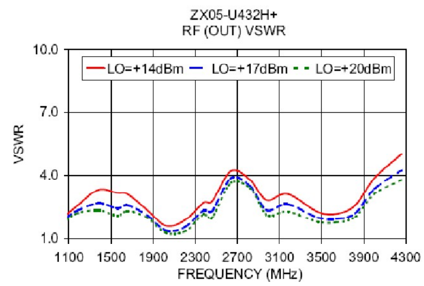


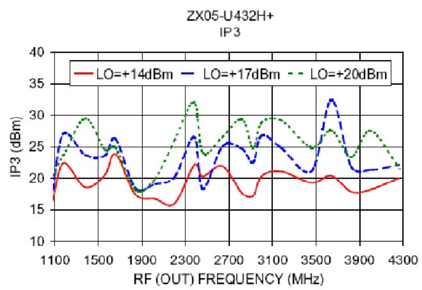












Coaxial

I&Q Demodulator

ZFMIQ-70D

50Ω 66 to 73 MHz

CASE STYLE: J17

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZFMIQ-70D	$89.95	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		$2.50	(1+)

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
LO/RF Power	50mW
I&Q Current	40mA

Coaxial Connections

LO (carrier)	1
RF (signal)	3
I (0°)(ref.)	S
Q (90°)*	2

*Q= I+90° for LO>RF
Q= I-90° for LO<RF

Features

- rugged, shielded case
- excellent 3rd and 5th order harmonic suppression
- good phase and amplitude unbalance

Applications

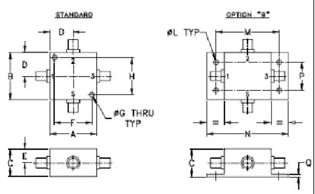
- radar and communication systems

Demodulator Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz) RF (SIGNAL) LO (CARRIER)		I&Q		CONVERSION LOSS (dB)			AMPLITUDE UNBALANCE (dB)		PHASE UNBALANCE (Deg.) with reference to 90°		HARMONIC SUPPRESSION (dBc) 3XI/Q		5XI/Q	
	fL	fU	Min.	Max.	$\overline{x}$	σ	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Min.	Typ	Min.
ZFMIQ-70D	66	73	DC	2	6.2	0.10	7.0	0.15	0.5	0.7	3.0	56	45	58	55

Notes:
1. Operating LO Power: 10±0.5 dBm
2. 1 dB Compression at +4 dBm RF input
3. DC offset 1mV typ.
4. Conversion Loss=RF power, dBm - (I+Q) power, dBm

Outline Drawing



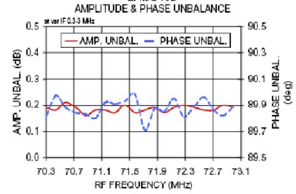
Outline Dimensions (inch/mm)

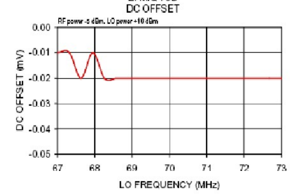
A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.63	.38	1.000	.125	1.000
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	3.18	25.40

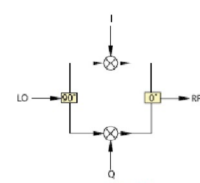
J	K	L	M	N	P	Q	wt
--	--	.125	1.688	2.18	.75	.07	grams
--	--	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	75.0

Typical Performance Data

Frequency (MHz) LO=70MHz RF	I&Q	Conversion Loss (dB)	Amplitude Unbalance (dB)	Phase (I&Q) (deg.)	Frequency (MHz) LO	RF	DC Offset (mV)
70.30	0.30	6.10	0.19	89.81	67.00	67.10	-0.01
70.44	0.44	6.08	0.18	89.97	67.32	67.42	-0.01
70.58	0.58	6.13	0.21	89.88	67.63	67.73	-0.02
70.73	0.73	6.12	0.19	89.84	67.95	68.05	-0.01
70.87	0.87	6.13	0.16	89.83	68.26	68.36	-0.02
71.01	1.01	6.07	0.18	89.80	68.58	68.68	-0.02
71.15	1.15	6.10	0.18	89.82	68.89	68.99	-0.02
71.29	1.29	6.10	0.17	89.91	69.21	69.31	-0.02
71.43	1.43	6.13	0.20	89.93	69.53	69.63	-0.02
71.58	1.58	6.12	0.17	89.98	69.84	69.94	-0.02
71.72	1.72	6.10	0.18	89.71	70.16	70.26	-0.02
71.86	1.86	6.10	0.19	89.87	70.47	70.57	-0.02
72.00	2.00	6.09	0.17	89.85	70.79	70.89	-0.02
72.14	2.14	6.10	0.19	89.95	71.11	71.21	-0.02
72.28	2.28	6.11	0.20	89.81	71.42	71.52	-0.02
72.43	2.43	6.10	0.19	89.89	71.74	71.84	-0.02
72.57	2.57	6.11	0.18	89.96	72.05	72.15	-0.02
72.71	2.71	6.11	0.18	89.86	72.37	72.47	-0.02
72.85	2.85	6.10	0.20	89.82	72.68	72.78	-0.02
73.00	3.00	6.11	0.19	89.89	73.00	73.10	-0.02







Coaxial

Bandpass Filter

SBP-60+

50Ω Elliptic Response 55 to 67 MHz

CASE STYLE: FF99

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	SBP-60+	$42.95 ea.	(1-9)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input	0.5W max.

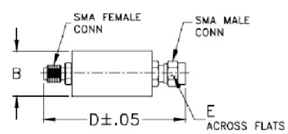
Features

- low insertion loss, 1.5 dB max.
- good selectivity, 1.76 typ. 20 dB / 3dB BW ratio
- rugged shielded case

Applications

- high rejection applications
- image rejection
- IF signal processing

Outline Drawing



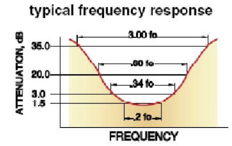
Outline Dimensions (inch / mm)

B	D	E	wt
.67	1.98	.312	grams
17.02	50.29	7.92	42.0

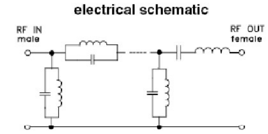
Bandpass Filter Electrical Specifications

CENTER FREQ. (MHz)	PASSBAND (MHz)	3dB BANDWIDTH (MHz)	STOPBANDS		VSWR (:1)	
	I.L. 1.5 dB Max.	Typ.	(I. loss > 20 dB) at MHz	(I. loss > 35 dB) at MHz	Passband Max.	Stopband Typ.
60	55-67	49.8-70.5	44 &79	4.6 & 190-1000	1.7	16

typical frequency response

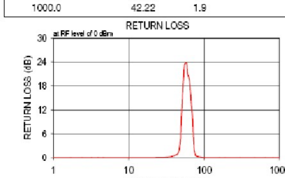


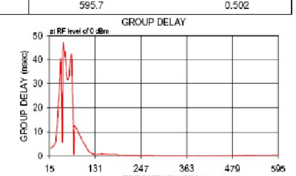
electrical schematic



Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB) x̄	Insertion Loss (dB) σ	Return Loss (dB)	Frequency (MHz)	Group Delay (nsec)
1.0	84.04	7.1	0.1	17.9	3.240
1.7	85.43	7.0	0.1	31.1	5.995
2.4	76.11	2.6	0.1	43.9	39.921
3.2	74.96	2.8	0.1	44.7	35.653
3.9	71.07	2.3	0.1	46.2	16.491
4.6	67.50	1.7	0.1	47.9	6.771
10.0	54.99	0.4	0.1	49.5	46.457
32.7	30.64	0.9	0.2	54.0	41.142
44.0	33.27	4.8	0.9	55.0	43.528
45.0	29.89	6.3	1.1	55.9	40.065
47.0	15.98	3.6	2.0	57.9	34.902
48.6	7.60	2.1	4.7	58.9	33.283
49.8	3.27	0.7	9.8	61.0	31.633
55.0	1.36	0.1	23.3	62.0	31.517
58.7	1.16	0.1	23.8	64.2	32.819
60.3	1.14	0.1	21.0	65.3	34.547
63.7	1.20	0.1	19.8	66.5	36.948
70.5	2.89	0.3	9.8	67.6	39.519
71.0	3.45	0.3	8.0	70.0	42.124
73.7	9.21	0.6	2.4	71.2	41.298
76.3	18.97	0.8	0.9	73.7	26.181
79.0	34.96	1.1	0.5	76.3	1.540
100.0	27.50	0.5	0.1	77.6	7.179
160.0	40.78	0.6	0.1	79.0	12.528
190.0	45.59	0.7	0.1	115.5	1.937
300.0	61.77	1.7	0.1	152.2	0.901
475.0	68.58	5.7	0.1	187.3	0.734
650.0	53.94	1.4	0.1	190.5	0.405
825.0	46.86	1.7	0.1	393.6	0.055
1000.0	42.22	1.9	0.1	595.7	0.502





Coaxial

Bandpass Filter

SBP-70+

50Ω Elliptic Response 63 to 77 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input	0.5W max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Features

- low insertion loss, 1.5 dB max.
- good selectivity, 1.76 typ. 20 dB / 3dB BW ratio
- rugged shielded case

Applications

- high rejection applications
- image rejection
- IF signal processing

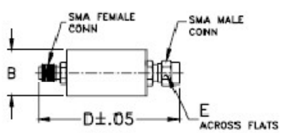
CASE STYLE: FF99

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	SBP-70+	$42.95 ea.	(1-9)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Outline Drawing



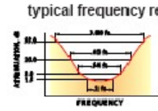
Outline Dimensions (inch/mm)

B	D	E	wt
.67	1.98	.312	grams
17.02	50.29	7.92	42.0

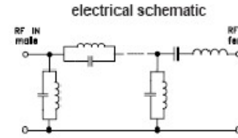
Bandpass Filter Electrical Specifications

CENTER FREQ. (MHz)	PASSBAND (MHz)	3dB BANDWIDTH (MHz)	STOPBANDS		VSWR (:1)	
	I.L. 1.5 dB Max.	Typ.	(I. loss > 20 dB) at MHz	(I. loss > 35 dB) at MHz	Passband Max.	Stopband Typ.
70	63-77	58-82	51 & 94	6.0 & 193-1000	1.7	16

typical frequency response

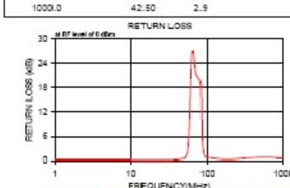


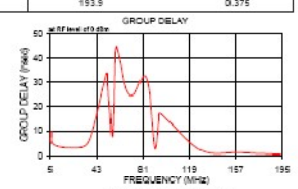
electrical schematic



Typical Performance Data

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB) x	Insertion Loss (dB) σ	Return Loss (dB)	Frequency (MHz)	Group Delay (nsec)
1.0	74.05	9.9	0.1	6.0	9.637
2.0	72.12	9.9	0.1	7.0	4.541
3.0	70.17	9.9	0.1	21.6	3.025
4.0	65.27	9.9	0.1	36.3	5.629
5.0	62.16	9.9	0.1	51.3	33.642
6.0	58.09	9.9	0.1	52.2	29.619
10.0	49.84	8.7	0.1	54.0	17.384
37.3	26.90	2.5	0.2	55.9	8.664
51.0	31.67	1.6	0.6	57.9	42.682
52.0	31.71	6.1	0.8	58.9	44.815
55.3	10.89	2.4	2.2	63.1	36.286
57.0	5.56	1.5	4.8	64.2	32.857
58.0	3.59	1.0	7.7	65.3	30.036
63.0	1.24	0.1	26.8	67.6	26.418
66.2	1.10	0.1	27.1	70.0	24.706
70.0	1.11	0.1	22.3	71.2	24.425
72.7	1.18	0.1	21.2	73.7	24.966
82.0	2.13	0.6	18.8	75.0	25.878
85.0	6.18	2.4	5.1	77.6	28.843
88.0	12.70	3.1	2.1	80.4	31.882
91.0	22.06	4.0	1.2	81.8	32.569
94.0	32.17	1.3	0.9	83.2	32.242
95.0	33.31	2.7	0.8	86.1	26.228
160.3	35.43	0.7	0.3	90.7	2.764
193.0	41.33	1.0	0.3	93.9	14.126
200.0	42.38	1.0	0.3	95.5	17.176
400.0	60.24	9.9	0.7	128.1	2.113
600.0	53.81	8.2	0.8	160.3	1.095
800.0	46.59	4.3	0.7	190.5	0.413
1000.0	42.50	2.9	0.7	193.9	0.375





Mini-Circuits®

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* Provides *ACTUAL Data Instantly at* minicircuits.com

For detailed performance specs & shopping online see web site

IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

REV. B
M113397
SBP-70+
090820

Coaxial

Bandpass Filter

SIF-70+

50Ω Constant Impedance 58 to 82 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input	0.5W max.

Features
- low VSWR in pass- and stopbands, 1.3:1 typ
- rugged shielded case
- custom fo models available

Applications
- harmonic rejection
- lab use

CASE STYLE: FF99

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	SIF-70+	$38.95 ea.	(1-9)

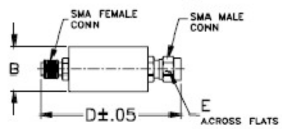
+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

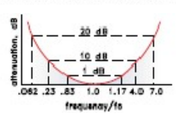
Bandpass Filter Electrical Specifications

CENTER FREQ. (MHz)	PASSBAND (MHz) (loss<1 dB)	STOPBANDS		VSWR, 1.3:1 Typ. TOTAL BAND (MHz)
		(loss > 10 dB) at MHz	(loss > 20 dB) at MHz	
70	58-82	16 & 280	4.4 & 490	DC-550

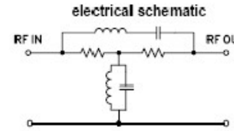
Outline Drawing



typical frequency response



electrical schematic



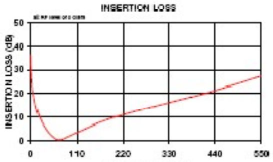
Outline Dimensions (inch / mm)

B	D	E	wt
.67	1.98	.312	grams
17.02	50.29	7.92	42.0

Typical Performance Data

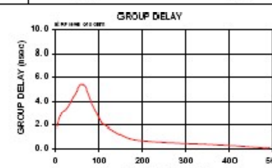
Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB) $\bar{x}$	Insertion Loss (dB) σ	Return Loss (dB)	Frequency (MHz)	Group Delay (nsec)
1.0	36.56	0.2	49.5	4.4	1.965
1.7	32.08	0.2	45.9	4.5	1.803
2.4	29.16	0.2	43.7	8.4	2.416
3.0	27.01	0.2	41.6	12.2	2.736
3.7	25.26	0.2	40.1	16.1	2.984
4.4	23.82	0.2	38.7	17.0	3.059
6.0	21.13	0.2	36.2	26.2	3.326
12.7	14.61	0.2	29.4	35.1	3.817
16.0	12.53	0.2	27.5	43.9	4.422
20.0	10.51	0.2	25.5	44.7	4.419
28.3	7.27	0.2	22.7	57.9	5.270
36.7	4.76	0.2	21.3	58.9	5.288
45.0	2.79	0.1	21.3	62.0	5.357
58.0	0.77	0.1	27.9	65.3	5.248
63.7	0.34	0.1	29.7	68.8	5.146
70.0	0.24	0.1	26.9	72.4	4.843
74.7	0.35	0.1	25.1	75.0	4.639
105.0	2.87	0.1	17.9	79.0	4.231
110.0	3.34	0.2	18.0	81.8	3.959
166.7	7.80	0.2	20.2	83.2	3.803
223.3	11.10	0.2	21.3	105.9	2.168
280.0	13.80	0.3	23.0	107.8	2.082
290.0	14.28	0.3	23.1	166.0	0.886
423.3	20.50	0.9	24.9	222.6	0.581
490.0	24.04	1.4	25.1	278.6	0.458
500.0	24.60	1.5	25.0	342.8	0.360
512.5	25.30	1.5	24.9	348.7	0.351
525.0	25.98	1.6	24.8	421.7	0.199
537.5	26.70	1.6	24.6	484.2	0.031
550.0	27.34	1.4	24.5	492.6	0.079

INSERTION LOSS



RETURN LOSS

GROUP DELAY



Mini-Circuits®
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED
ALL NEW minicircuits.com
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site
The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: www.minicircuits.com
RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. B
M108294
SIF-70+
070813

Coaxial

Bandpass Filter

VBFZ-2340+

50Ω 2020 to 2660 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power Input*	7W at 25°C

**Passband rating, derate linearly to 3W at 100°C ambient.*

Features

- Good Rejection, 30dB up to 8.5GHz
- Low insertion loss
- Excellent power handling, 7W
- Temperature stable LTCC internal structure
- Rugged stainless steel unibody
- Protected by US Patent 6,943,646

CASE STYLE: FF1145

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	VBFZ-2340-S+	$39.95 ea.	(1-9)

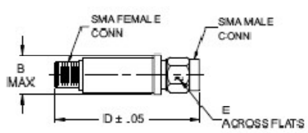
+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Applications

- Harmonic rejection
- Transmitters/receivers
- Lab use
- Test instrumentation

Outline Drawing



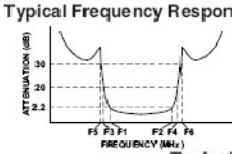
Outline Dimensions (inch / mm)

B	D	E	wt.
.410	1.91	.312	grams
10.41	48.51	7.92	11.8

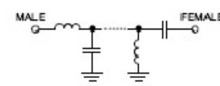
Bandpass Filter Electrical Specifications (T_{AMB} = 25°C)

CENTER FREQ. (MHz)	PASSBAND (MHz) (Loss < 2.2dB)	STOPBANDS (MHz) (Loss > 20dB)		STOPBANDS (MHz) (Loss 30dB Typ)		VSWR (:1) Passband		VSWR (:1) Stopband
Fc	F1 - F2	F3	F4	F5	F6	Typ.	Max.	Typ.
2340	2020 - 2660	1450	3750	1400	3800 - 8500	1.5	2.4	20

Typical Frequency Response

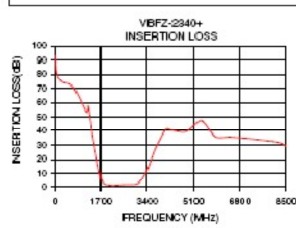


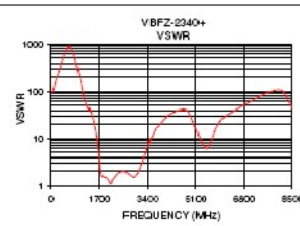
Functional Schematic



Typical Performance Data at 25°C

Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB)	VSWR (:1)
50	79.11	99.13
500	75.05	492.28
1000	55.64	162.13
1400	35.23	33.55
1450	29.70	30.82
1514	23.17	21.16
1630	12.16	9.28
1700	6.35	3.91
1785	2.64	1.47
2020	1.39	1.25
2340	1.51	1.74
2660	1.79	1.89
3145	3.94	2.37
3315	8.89	4.64
3480	16.47	9.08
3750	30.45	17.37
3800	32.80	21.11
3815	33.59	20.28
6000	35.17	30.31
8500	29.30	44.23





Coaxial

Low Noise Amplifier

ZFL-500LN+
ZFL-500LN

50Ω 0.1 to 500 MHz

CASE STYLE: Y460

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZFL-500LN+	$79.95	(1-9)
BNC	ZFL-500LN-BNC(+)	$84.95	(1-9)
BRACKET	(OPTION "B")	$2.50	(1+)

+ 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.

Features
- very low noise, 2.9 dB typ.
- good VSWR, 1.5:1 typ.
- protected by US Patent, 6,943,629

Applications
- VHF/UHF
- small signal amplifier
- communications system

Low Noise Amplifier Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		NOISE FIGURE (dB)	GAIN (dB)		MAXIMUM POWER (dBm)		INTERCEPT POINT (dBm)	VSWR (:1) Typ.		DC POWER	
					Flatness Max.							
	f_L	f_U	Typ.	Min.	Total Range	Output (1 dB Compr.)	Input (no damage)	IP3 Typ.	In	Out	Volt. (V) Nom.	Current (mA) Max.
ZFL-500LN(+)	0.1	500	2.9	24	±0.5	5	+5	14	1.5*	1.8	15	60

m = mid range [2 f_L to f_U/2]

*VSWR 1.8:1 max. from 0.1 to 0.2 MHz.

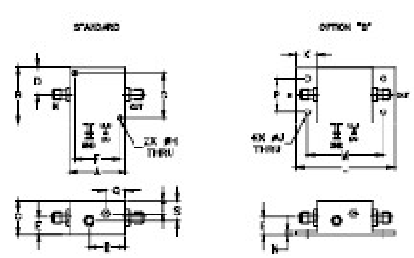
Open load is not recommended, potentially can cause damage.
With no load derate max input power by 20 dB.

Maximum Ratings

Operating Temperature	-20°C to 71°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+17V Max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Drawing



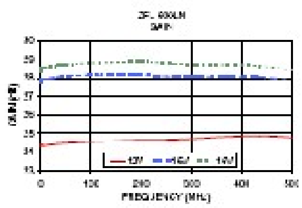
Outline Dimensions (inch / mm)

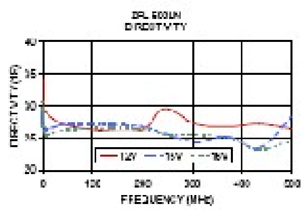
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt.
1.25	1.25	.75	.63	.33	1.000	1.000	.125	.125	.46	2.18	1.688	.06	.750	.50	.80	.45	.29	grams
31.75	31.75	19.05	16.00	8.14	25.40	25.40	3.18	3.18	11.68	55.37	42.88	1.52	19.05	12.70	20.32	11.43	7.37	38

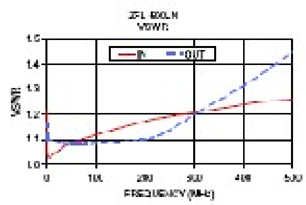
Typical Performance Data/Curves

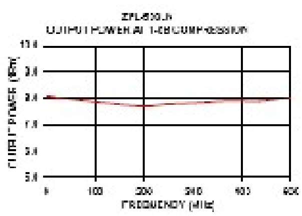
ZFL-500LN+
ZFL-500LN

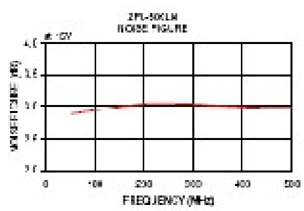
FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1dB COMPR. (dBm)
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT	15V	15V
0.10	24.30	27.80	28.40	34.40	27.80	30.80	1.22	1.17	—	7.74
0.50	24.41	27.98	28.60	30.00	28.80	29.40	1.05	1.10	—	7.97
5.40	24.37	27.94	28.56	29.00	26.80	25.80	1.05	1.10	—	8.09
53.30	24.40	28.15	28.75	28.90	27.20	26.40	1.02	1.36	2.89	7.94
102.10	24.65	28.21	28.80	28.30	28.00	26.80	1.17	1.10	3.03	7.72
248.50	24.63	28.13	28.81	30.60	25.70	25.60	1.13	1.15	3.04	7.73
307.70	24.75	28.10	28.78	27.20	24.40	25.80	1.21	1.21	3.03	7.82
371.30	24.83	28.11	28.74	28.80	25.20	25.10	1.23	1.38	3.00	7.89
456.30	24.93	28.00	28.68	27.50	23.80	25.50	1.32	1.36	3.08	7.89
500.30	24.79	27.88	28.44	26.50	28.30	24.60	1.25	1.45	2.98	8.01











Coaxial

Broadband Amplifier

ZFL-1000GH+

50Ω   Variable Gain   10 to 1200 MHz

CASE STYLE: Y39

Connectors	Model	Price	Qty
SMA	ZFL-1000GH+	$209.00 ea.	(1-9)
BRACKET	(OPTION "B")	$2.50	(1+)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Features
- wideband, 10 to 1200 MHz
- rugged, shielded case

Applications
- VHF/UHF
- cellular
- AGC applications

Broadband Amplifier Electrical Specifications

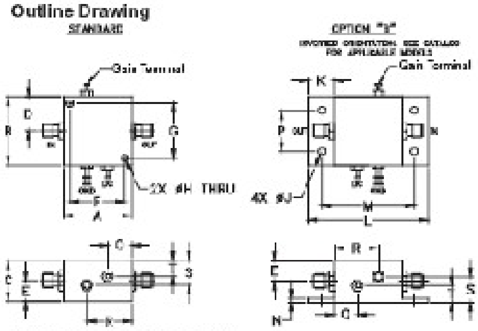
MODEL NO.	FREQUENCY (MHz)		GAIN (dB)				MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		DC POWER	
	f_L	f_U	Min.	Typ.	Flatness Max.	Control Range	Output (1 dB Compr.)	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Volt (V) Nom.	Current (mA) Max.
ZFL-1000GH+	10	1200	24	24	±1.5	30*	+13	+10	15	+25	2.2	2.0	15	170

All specifications at 0 volt control voltage
* Response time (10% to 90%) 25μsec control voltage 0 to 5V
Open load is not recommended, potentially can cause damage.
With no load derate max input power by 20 dB

Maximum Ratings

Operating Temperature	-20°C to 71°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+17V Max.

Outline Drawing



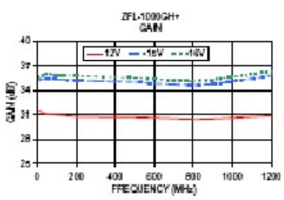
Outline Dimensions (inch / mm)

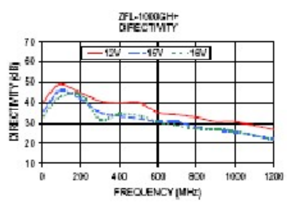
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt
1.25	1.25	.75	.63	.36	1.003	1.000	.125	.125	.46	2.18	1.688	.06	.750	.50	.80	.45	.29	grams
31.75	31.75	19.05	16.00	9.14	25.48	25.40	3.18	3.18	11.68	55.37	42.88	1.52	19.05	12.70	20.32	11.43	7.37	38

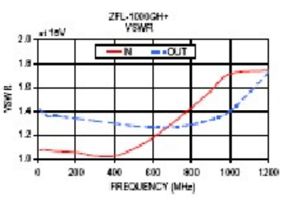
Typical Performance Data/Curves

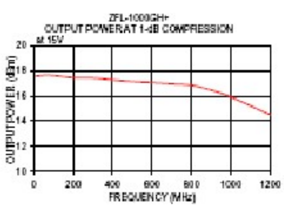
ZFL-1000GH+

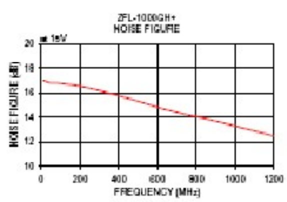
FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		POUT at 1 dB COMPR. (dBm)	FREQUENCY (MHz)	NOISE FIGURE (dB)
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT	15V		15V
10.00	31.47	35.35	35.52	40.62	36.05	33.30	1.08	1.42	17.57	10.00	17.02
50.00	31.12	35.90	36.01	45.80	41.57	38.98	1.08	1.36	17.64	41.60	16.83
100.00	31.01	35.36	35.87	40.10	46.90	43.08	1.07	1.36	17.63	97.80	16.77
200.00	30.84	35.25	35.77	45.00	41.95	43.96	1.06	1.34	17.44	230.00	16.45
300.00	30.78	35.17	35.70	40.83	35.36	31.85	1.03	1.32	17.42	437.20	15.62
400.00	30.75	35.10	35.63	39.72	33.43	34.40	1.03	1.30	17.28	528.70	15.19
500.00	30.73	35.04	35.55	40.15	32.23	33.74	1.09	1.26	17.15	620.30	14.75
600.00	30.65	34.89	35.40	35.18	30.68	30.52	1.18	1.27	17.06	681.30	14.50
700.00	30.58	34.76	35.25	34.10	30.65	28.92	1.30	1.27	16.96	742.30	14.25
800.00	30.48	34.68	35.17	32.79	27.96	27.08	1.43	1.29	16.85	833.80	13.94
900.00	30.52	34.81	35.31	30.70	26.76	27.10	1.57	1.33	16.47	925.40	13.60
1000.00	30.65	35.12	35.65	30.59	25.63	26.06	1.71	1.40	15.94	1016.90	13.23
1200.00	30.92	35.81	36.31	26.86	21.98	21.60	1.74	1.72	14.50	1200.00	12.55

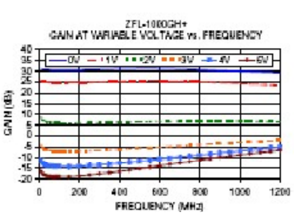












Coaxial

I&Q Modulator

ZFMIQ-70ML

50Ω 66 to 73 MHz

CASE STYLE: J17

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZFMIQ-70ML	$89.95	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		$2.50	(1+)

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
LO Power	50mW
I&Q Current	40mA

Coaxial Connections

LO (carrier)	1
RF (signal)	3
I (0°)(ref.)	S
Q (90°)*	2

*Q= I +90° for lower sideband suppression

Features

- rugged shielded case
- excellent 3rd and 5th order harmonic suppression
- good carrier and sideband rejection

Applications

- radar and communication systems

Modulator Electrical Specifications

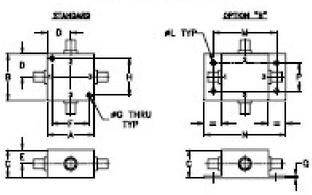
FREQUENCY (MHz) RF (SIGNAL) LO (CARRIER)		FREQUENCY (MHz) I&Q		CONVERSION LOSS (dB)			CARRIER REJECTION (-dBc)		SIDEBAND REJECTION (-dBc)		HARMONIC SUPPRESSION (-dBc) 3XI/Q		HARMONIC SUPPRESSION (-dBc) 5XI/Q	
f_L	f_U	Min.	Max.	$\bar{x}$	σ	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.
66	73	DC	5	5.7	0.1	6.5	38	30	38	30	48	43	58	55

Operating LO power: 10±1dBm
1dB Compression: 0dBm typical
Conversion Loss: (I + Q) power, dBm - RF power, dBm
Carrier and sideband rejections measured at -5dBm I/Q power.

Typical Performance Data

Carrier Freq. (MHz)	Conversion Loss $\bar{x}$ (dB)	Conversion Loss σ (dB)	Sideband Rejection ($\bar{x}$) LSB (-dBc)	Sideband Rejection ($\bar{x}$) USB (-dBc)	Carrier Rejection ($\bar{x}$) LSB (-dBc)	Carrier Rejection ($\bar{x}$) USB (-dBc)	3rd Harmonic Suppression ($\bar{x}$) LSB (-dBc)	3rd Harmonic Suppression ($\bar{x}$) USB (-dBc)	5th. Harmonic Suppression ($\bar{x}$) LSB (-dBc)	5th. Harmonic Suppression ($\bar{x}$) USB (-dBc)	DC Offset ($\bar{x}$) (mV)
66.00	5.20	0.00	38.26	37.56	54.72	55.04	47.30	47.58	74.90	73.48	0.09
66.40	5.20	0.00	38.36	37.72	54.40	54.88	47.32	47.66	75.06	73.86	0.09
66.70	5.20	0.00	38.50	37.76	54.58	54.66	47.34	47.68	75.52	74.60	0.09
67.10	5.20	0.00	38.54	37.92	54.10	54.64	47.34	47.68	74.94	75.12	0.09
67.50	5.20	0.00	38.60	38.08	54.36	54.30	47.42	47.72	74.76	75.22	0.09
67.80	5.20	0.00	38.72	38.22	53.88	53.98	47.44	47.74	74.84	74.94	0.08
68.20	5.20	0.00	38.74	38.40	53.96	53.92	47.48	47.72	75.42	74.58	0.08
68.60	5.20	0.00	38.78	38.58	53.56	53.70	47.44	47.74	74.38	74.54	0.08
69.00	5.18	0.04	38.88	38.76	53.64	54.10	47.52	47.80	75.04	75.38	0.08
69.30	5.20	0.00	38.94	38.94	53.36	54.12	47.56	47.80	74.86	75.12	0.08
69.70	5.20	0.00	38.98	39.06	53.16	53.78	47.50	47.76	75.14	74.96	0.08
70.10	5.20	0.00	39.12	39.30	53.02	53.70	47.54	47.78	73.92	75.16	0.08
70.40	5.18	0.04	39.18	39.46	53.16	53.52	47.58	47.72	73.98	74.88	0.08
70.80	5.20	0.00	39.20	39.68	53.10	53.54	47.58	47.72	74.16	75.04	0.08
71.20	5.18	0.04	39.24	39.88	53.02	53.34	47.58	47.72	74.02	74.48	0.08
71.50	5.20	0.00	39.30	40.00	52.62	53.52	47.60	47.76	73.80	74.98	0.08
71.90	5.18	0.04	39.46	40.18	52.78	53.30	47.60	47.80	73.76	74.44	0.08
72.30	5.20	0.00	39.50	40.36	52.40	53.58	47.58	47.74	74.30	74.66	0.08
72.60	5.20	0.00	39.66	40.50	52.30	53.22	47.64	47.78	73.72	74.46	0.09
73.00	5.18	0.04	39.76	40.76	52.16	53.02	47.62	47.78	72.70	73.16	0.09

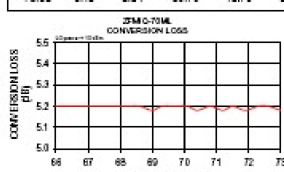
Outline Drawing

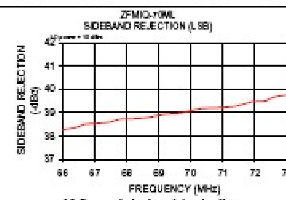


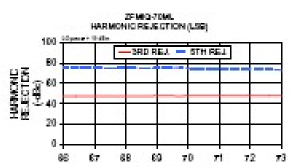
Outline Dimensions (inch / mm)

A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.63	.38	1.000	.125	1.000
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	3.18	25.40

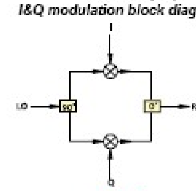
J	K	L	M	N	P	Q	wt
–	--	.125	1.688	2.18	.75	.07	grams
–	--	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	75.0







I&Q modulation block diagram



Coaxial

Power Splitter/Combiner

ZFSC-2-2500+

2 Way-0° 50Ω 10 to 2500 MHz

CASE STYLE: K18

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZFSC-2-2500-S+	$74.95	(1-9)
BRACKET (OPTION "B")		$2.50	(1+)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	1W max.
Internal Dissipation	0.125W max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

SUM PORT	3
PORT 1	1
PORT 2	2

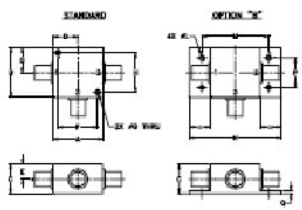
Features

- very wideband, 10 to 2500 MHz
- low insertion loss, 0.4 dB typ.
- excellent amplitude unbalance, 0.1 dB typ.
- excellent phase unbalance, 1.0 deg. typ.
- rugged shielded case

Applications

- cellular
- GPS
- PCS/DCS
- ISM
- satellite distribution

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch / mm)

A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.63	.38	1.00	.125	1.000
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	25.40	3.18	25.40

J	K	L	M	N	P	Q	wt
--	--	.125	1.688	2.18	.75	.07	grams
--	--	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	70.0

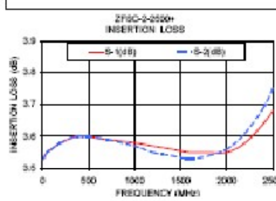
Electrical Specifications

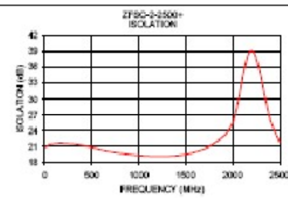
FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)						INSERTION LOSS (dB) ABOVE 3.0 dB						PHASE UNBALANCE (Degrees)			AMPLITUDE UNBALANCE (dB)		
	L		M		U		L		M		U		L	M	U	L	M	U
f_L-f_U	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Max.	Max.	Max.	Max.	Max.	Max.
10-2500	16	11	17	14	17	14	0.5	0.8	0.6	1.4	0.8	1.5	1	4	8	0.2	0.3	0.4

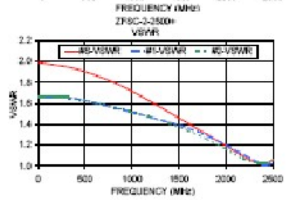
L = low range [f_L to 10 f_L] M = mid range [10 f_L to f_U/2] U = upper range [f_U/2 to f_U]

Typical Performance Data

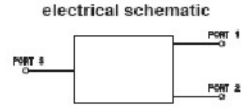
Frequency (MHz)	Insertion Loss (dB) S-1	Insertion Loss (dB) S-2	Amplitude Unbalance (dB)	Isolation (dB)	Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2
10.00	3.53	3.53	0.00	20.79	0.01	1.99	1.66	1.66
50.00	3.55	3.55	0.00	21.35	0.02	1.98	1.66	1.66
100.00	3.56	3.56	0.00	21.52	0.04	1.98	1.67	1.67
200.00	3.58	3.58	0.00	21.59	0.06	1.96	1.66	1.66
400.00	3.60	3.60	0.00	21.19	0.11	1.93	1.64	1.64
700.00	3.59	3.59	0.00	19.97	0.19	1.84	1.58	1.59
1000.00	3.58	3.57	0.01	19.28	0.30	1.71	1.52	1.52
1200.00	3.57	3.55	0.01	19.08	0.40	1.62	1.47	1.47
1400.00	3.56	3.54	0.01	19.22	0.54	1.51	1.42	1.41
1600.00	3.55	3.53	0.02	19.90	0.70	1.41	1.36	1.34
1800.00	3.55	3.54	0.01	21.53	0.87	1.30	1.29	1.26
2000.00	3.55	3.56	0.01	25.39	1.06	1.19	1.20	1.16
2200.00	3.58	3.61	0.03	39.20	1.20	1.09	1.10	1.07
2400.00	3.64	3.69	0.05	26.21	1.19	1.01	1.02	1.02
2600.00	3.68	3.75	0.07	21.83	1.16	1.06	1.02	1.06







electrical schematic



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-Circuits standard limited 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 and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp.

REV. C
M121077
ZFSC-2-2500+
HY/TD/CP/AM
090824

Coaxial

Low Noise Amplifier

ZQL-2700MLNW+
ZQL-2700MLNW

50Ω 2200 to 2700 MHz

CASE STYLE: GW608

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZQL-2700MLNW(+)	$291.95 ea.	(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.

Features
- very low noise, 1.5 dB max.
- high IP3, +38 dBm typ.
- rugged, shielded case

Applications
- MMDS
- communication systems

Low Noise Amplifier Electrical Specifications

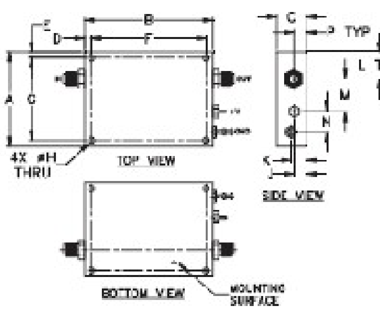
MODEL NO.	FREQUENCY (MHz) f_L	FREQUENCY (MHz) f_U	NOISE FIGURE (dB) Max.	GAIN (dB) Min.	GAIN (dB) Flatness Max.	MAXIMUM POWER (dBm) Output (1 dB Compr.) Typ.	MAXIMUM POWER (dBm) Input (no damage)	INTERCEPT POINT (dBm) IP3 Typ.	VSWR (:1) Typ. In	VSWR (:1) Typ. Out	DC POWER Volt (V) Nom.	DC POWER Current (mA) Max.
ZQL-2700MLNW(+)	2200	2400	1.3	25	±1.1	+25	+3	+38	1.25	1.15	15	325
	2200	2700	1.5	25	±2.2	+25	+3	+38	1.25	1.15	15	325

Open load is not recommended, potentially can cause damage.
With no load derate max input power by 20 dB

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 70°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	+17V Max

Outline Drawing



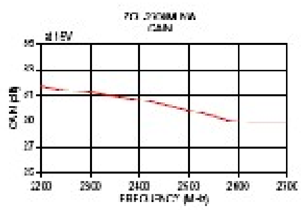
Outline Dimensions (inch/mm)

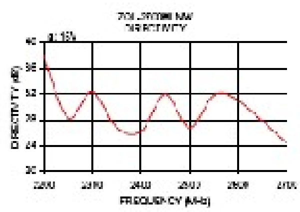
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	wt
1.77	2.42	.65	.13	.13	2.165	1.535	.126	.22	.28	.41	.61	.10	0.22	grams
44.96	61.47	16.51	3.30	3.30	55.0	39.0	3.20	5.59	7.11	10.41	15.49	2.54	5.59	71.0

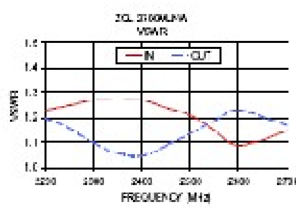
Typical Performance Data/Curves

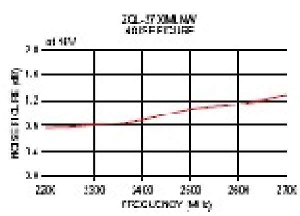
ZQL-2700MLNW+
ZQL-2700MLNW

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR (dBm)
	15V	15V	IN	OUT	15V	15V
2200.00	31.30	36.00	1.23	1.20	0.77	25.36
2250.00	31.56	28.30	1.25	1.16	0.78	25.40
2300.00	31.31	33.20	1.27	1.10	0.81	25.40
2350.00	30.90	26.60	1.27	1.06	0.84	25.71
2400.00	30.33	26.10	1.27	1.05	0.90	25.12
2450.00	30.26	31.90	1.24	1.09	0.98	25.45
2500.00	29.30	30.70	1.21	1.14	1.00	25.30
2550.00	29.56	31.70	1.15	1.16	1.10	25.35
2600.00	29.10	30.00	1.08	1.23	1.14	25.30
2700.00	25.95	24.30	1.15	1.17	1.26	25.27









Up Converter

Frequency Mixer

ZX05-U432H+

Level 17 (LO Power +17 dBm) 0.1 to 3900 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
IF Power	100mW

Coaxial Connections

LO	3
IF (IN)	1
RF (OUT)	2

Features

- up converter mixer
- low conversion loss, 7.5 dB typ.
- high IP3, 26 dB typ.
- rugged construction
- small size
- protected by US patents, 6,790,049 and 7,027,795

Applications

- WIMAX
- wide band receivers

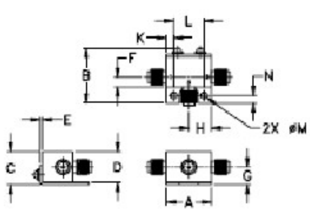
CASE STYLE: FL905

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX05-U432H-S+	$48.95	(1-24)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch / mm)

A	B	C	D	E	F	G
.74	.90	.54	.50	.04	.16	.29
18.80	22.86	13.72	12.70	1.02	4.06	7.37

H	J	K	L	M	N	wt
.37	--	.122	.496	.106	.122	grams
9.40	--	3.10	12.60	2.69	3.10	20.0

Electrical Specifications

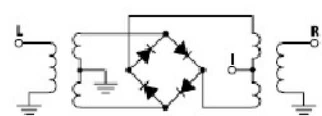
FREQUENCY (MHz)			CONVERSION LOSS* (dB)			LO-IF (IN) ISOLATION (dB)		LO-RF (OUT) ISOLATION (dB)		IP3 at center band (dBm)
IF (IN)	LO	RF (OUT)	Typ.	σ**	Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.
0.1-800	1100-4250	1100-3900	7.5	0.2	9.8	24	13	35	26	26

1 dB COMPR.: +14 dBm typ.
* Conversion Loss at 30 MHz IF
** σ is a standard deviation

Typical Performance Data

Frequency (MHz)			Conversion Loss (dB)	Isolation L-I (dB)	Isolation L-R (dB)	VSWR RF (OUT)Port (:1)	VSWR LO Port (:1)
IF (IN)	LO	RF (OUT)	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm	LO +17dBm
30.00	1110.10	1080.10	5.87	16.85	43.45	2.00	1.82
30.00	1210.10	1180.10	5.54	16.93	41.98	2.34	2.00
30.00	1410.10	1380.10	5.72	19.09	41.68	2.68	2.35
30.00	1590.10	1560.10	5.92	22.40	34.55	2.45	2.54
30.00	1690.10	1660.10	6.33	23.52	36.11	2.58	2.57
30.00	1870.10	1840.10	6.61	28.49	37.13	2.13	2.62
30.00	2050.10	2020.10	6.75	39.92	36.77	1.40	2.49
30.00	2230.10	2200.10	7.31	38.90	41.79	1.55	2.42
30.00	2410.10	2380.10	6.70	35.55	36.60	2.35	1.90
30.00	2490.10	2460.10	7.17	32.90	35.94	2.31	1.90
30.00	2670.10	2640.10	7.43	27.66	36.16	3.87	1.49
30.00	2860.10	2820.10	7.24	22.66	31.49	3.60	1.26
30.00	2950.10	2920.10	6.76	23.39	32.11	2.68	1.05
30.00	3030.10	3000.10	6.31	23.71	30.61	2.34	1.09
30.00	3210.10	3180.10	6.03	26.80	33.00	2.63	1.35
30.00	3490.10	3460.10	6.50	25.83	30.89	2.01	1.63
30.00	3670.10	3640.10	6.86	24.76	29.44	1.93	1.93
30.00	3850.10	3820.10	7.23	27.98	29.14	2.22	2.47
30.00	4030.10	4000.10	8.19	29.33	30.14	3.37	2.96
30.00	4290.10	4260.10	9.02	27.06	31.38	4.26	3.37

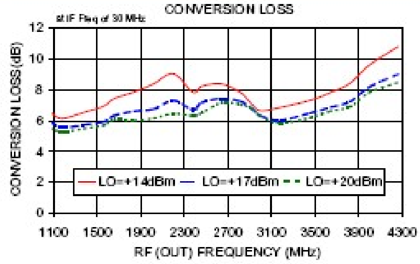
Electrical Schematic



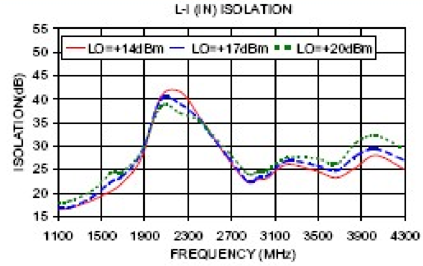
Performance Charts

ZX05-U432H+

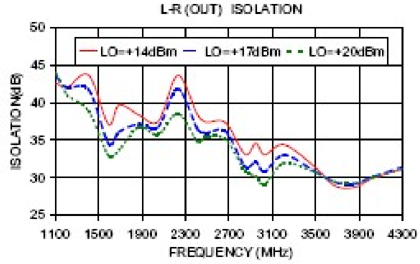
ZX05-U432H+
CONVERSION LOSS



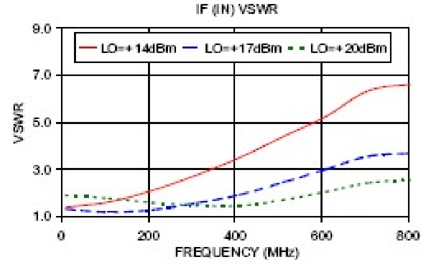
ZX05-U432H+
L-I (IN) ISOLATION



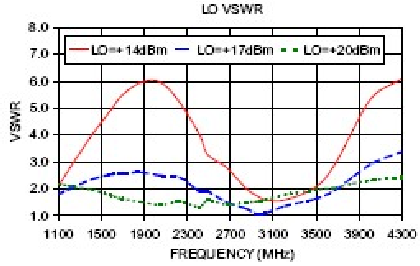
ZX05-U432H+
L-R (OUT) ISOLATION



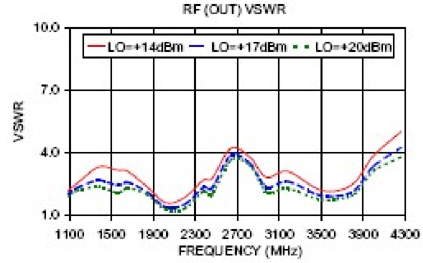
ZX05-U432H+
IF (IN) VSWR



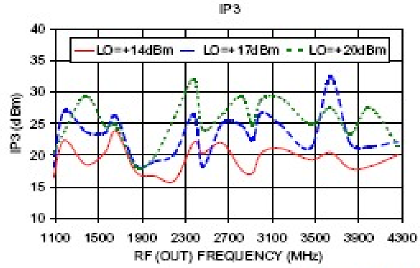
ZX05-U432H+
LO VSWR



ZX05-U432H+
RF (OUT) VSWR



ZX05-U432H+
IP3



Coaxial

Voltage Controlled Oscillator

ZX95-100+

Linear Tuning 50 to 100 MHz

CASE STYLE: GB956

Connectors	Model	Price	Qty
SMA	ZX95-100-S+	$37.95 ea.	(1-9)

Features
- Linear Tuning
- Octave Bandwidth
- Low Phase Noise
- Low Pushing
- Low Pulling
- Excellent Harmonic Suppression
- Protected by US Patent 6,790,049

Applications
- R & D
- Lab
- Instrumentation
- Test Equipment

+ 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.

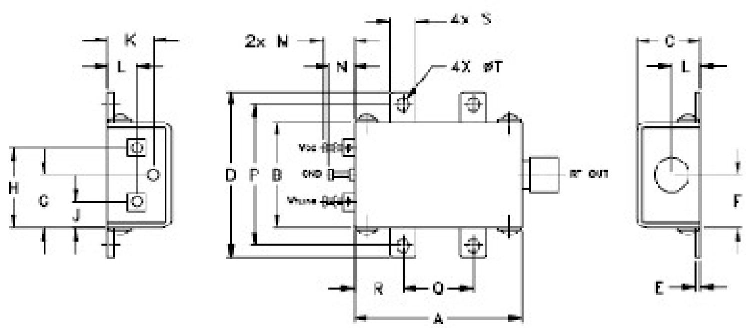
Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQ. (MHz)		POWER OUTPUT (dBm)	PHASE NOISE dBc/Hz SSB at offset frequencies, kHz Typ.				TUNING						NON HARMONIC SPURIOUS (dBc)	HARMONICS (dBc)		PULLING pk-pk @12 dBr (MHz)	PUSHING (MHz/V)	DC OPERATING POWER	
								VOLTAGE RANGE (V)		SENSI-TIVITY (MHz/V)	PORT CAP (pF)	3 dB MODULATION BANDWIDTH (MHz)							Vcc (volts)	Current (mA)
	Min.	Max.	Typ.	1	10	100	1000	Min.	Max.	Typ.		Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.	Typ.		Max.
ZX95-100+	50	100	+10	-86	-110	-131	-151	0.5	17	3.5	4.5	550	0.18	-90	-33	-24	0.4	0.1	12	20

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Absolute Max. Supply Voltage (Vcc)	13V
Absolute Max. Tuning Voltage (Vtune)	18V
All specifications	50 ohm system

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

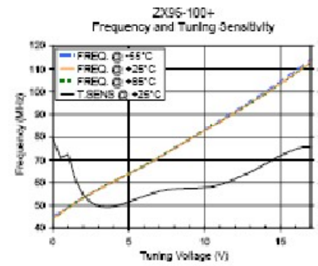
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt.
1.20	.75	.46	1.18	.04	.38	.45	.57	.18	.33	.21	.22	.18	1.00	.50	.35	.18	.09	grams
30.48	19.05	11.68	29.97	1.02	9.65	11.43	14.48	4.57	8.38	5.33	5.59	4.57	25.40	12.70	8.89	4.57	2.29	35.0

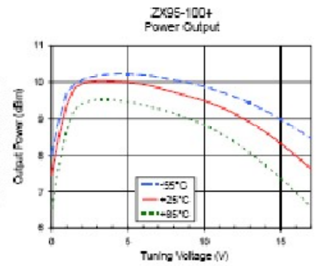
Performance Data & Curves*

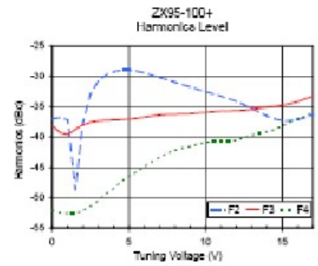
ZX95-100+

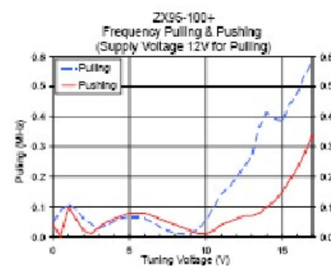
V TUNE	TUNE SENS (MHz/V)	FREQUENCY (MHz) -55°C	FREQUENCY (MHz) +25°C	FREQUENCY (MHz) +85°C	POWER OUTPUT (dBm) -55°C	POWER OUTPUT (dBm) +25°C	POWER OUTPUT (dBm) +85°C	Icc (mA)	HARMONICS (dBc) F2	HARMONICS (dBc) F3	HARMONICS (dBc) F4	FREQ. PUSH (MHz/V)	FREQ. PULL (MHz)	PHASE NOISE (dBc/Hz) at offsets 1KHz	10KHz	100KHz	1MHz	FREQ OFFSET (KHz)	PHASE NOISE at 75 MHz (dBc/Hz)
0.00	4.96	45.2	44.1	44.0	8.02	7.46	6.55	16.08	-37.0	-38.2	-52.0	0.04	0.05	-84.1	-105.4	-126.9	-150.0	1.0	-85.44
0.50	4.54	47.2	46.6	46.7	8.98	8.54	7.74	15.81	-36.8	-39.3	-52.4	0.00	0.09	-86.9	-109.1	-129.7	-152.3	2.0	-92.96
1.00	4.63	49.3	48.9	49.1	9.71	9.39	8.71	15.47	-37.2	-39.6	-52.6	0.10	0.11	-87.4	-112.9	-132.1	-154.4	3.5	-98.98
2.00	3.72	53.4	53.2	53.4	10.06	9.96	9.41	15.16	-37.5	-38.0	-52.1	0.02	0.06	-88.6	-113.2	-132.8	-153.7	6.0	-104.43
3.00	3.49	56.9	56.9	57.0	10.18	10.03	9.52	14.98	-30.8	-37.3	-50.4	0.03	0.03	-88.8	-112.1	-132.4	-153.2	8.5	-108.14
4.00	3.48	60.3	60.3	60.5	10.23	10.02	9.52	14.88	-29.2	-37.2	-48.4	0.06	0.05	-87.0	-112.2	-131.7	-152.4	10.0	-108.56
5.00	3.58	63.7	63.8	64.0	10.23	9.99	9.46	14.82	-28.9	-37.0	-46.5	0.08	0.07	-86.0	-111.0	-131.1	-151.2	20.8	-115.56
6.00	3.70	67.3	67.4	67.6	10.20	9.94	9.38	14.79	-29.4	-36.7	-44.9	0.08	0.06	-85.8	-110.1	-130.5	-150.7	35.5	-120.41
7.00	3.80	71.1	71.2	71.3	10.14	9.85	9.27	14.79	-30.2	-36.4	-43.3	0.06	0.03	-85.7	-108.8	-129.9	-150.3	60.7	-125.52
8.00	3.86	74.9	75.0	75.2	10.06	9.73	9.14	14.79	-31.0	-36.2	-42.2	0.04	0.01	-86.9	-108.8	-129.7	-149.5	86.7	-128.28
9.00	3.87	78.9	78.8	79.1	9.98	9.61	9.00	14.80	-31.8	-36.1	-41.5	0.02	0.01	-84.8	-109.4	-128.9	-149.5	100.0	-129.57
10.00	3.89	83.0	82.7	82.9	9.88	9.49	8.83	14.80	-32.5	-36.0	-40.9	0.01	0.05	-84.5	-108.4	-129.4	-149.5	148.1	-132.77
11.00	3.95	87.1	86.6	86.8	9.75	9.33	8.62	14.79	-33.3	-35.7	-40.8	0.04	0.14	-86.3	-109.9	-130.1	-149.9	211.6	-135.82
12.00	4.07	91.3	90.6	90.7	9.60	9.13	8.36	14.77	-34.2	-35.6	-40.6	0.06	0.20	-85.5	-110.7	-130.4	-150.2	361.5	-140.42
13.00	4.23	95.5	94.7	94.7	9.42	8.90	8.06	14.75	-35.3	-35.5	-39.8	0.07	0.27	-86.9	-110.0	-130.6	-150.7	432.2	-141.86
14.00	4.41	99.9	99.0	98.9	9.22	8.63	7.73	14.72	-36.5	-35.1	-39.2	0.10	0.41	-85.6	-108.5	-129.3	-150.2	507.5	-143.36
15.00	4.59	104.5	103.4	103.3	8.98	8.32	7.36	14.69	-37.3	-34.8	-38.2	0.15	0.39	-86.7	-107.9	-128.5	-149.7	600.0	-144.84
16.00	4.73	109.2	108.1	107.9	8.73	7.99	6.98	14.65	-37.1	-34.2	-37.0	0.23	0.48	-87.8	-106.0	-127.2	-148.9	712.4	-146.08
16.50	4.78	111.6	110.4	110.2	8.59	7.81	6.78	14.64	-36.8	-33.7	-36.5	0.28	0.54	-87.9	-106.2	-126.8	-148.1	851.6	-148.09
17.00	4.78	114.0	112.8	112.5	8.45	7.63	6.57	14.62	-36.3	-33.3	-35.9	0.34	0.59	-81.9	-104.1	-126.0	-147.6	1000.0	-149.73

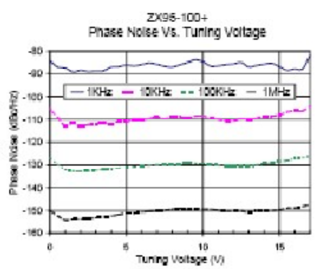
*at 25°C unless mentioned otherwise

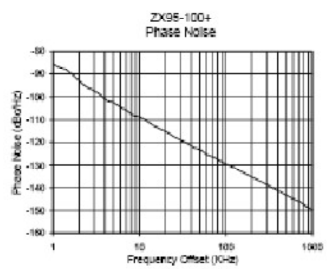












Coaxial

Frequency Mixer

ZX05-30W+

Level 7 (LO Power +7 dBm) 300 to 4000

CASE STYLE: FL905

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX05-30W-S+	$37.95 ea.	(1-24)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Maximum Ratings

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
RF Power	50 mW
IF Current	40mA

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

LO	1
RF	2
IF	3

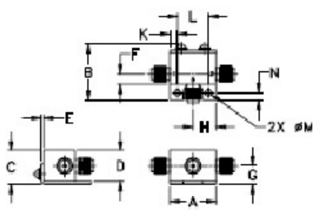
Features

- rugged construction
- small size
- low conversion loss
- high L-R isolation
- protected by US Patents 6,133,525 & 6,790,049

Applications

- celular
- PCS
- instrumentation
- satellite communication

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G
.74	.90	.54	.50	.04	.16	.29
18.80	22.86	13.72	12.70	1.02	4.06	7.37

H	J	K	L	M	N	wt
.37	--	.122	.496	.106	.122	grams
9.40	--	3.10	12.60	2.69	3.10	20.0

Electrical Specifications (T_{AMB}=25°C)

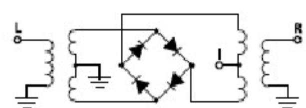
FREQUENCY (MHz)		CONVERSION LOSS (dB)				LO-RF ISOLATION (dB)		LO-IF ISOLATION (dB)		IP3 at center band (dBm)
LO/RF f_L-f_U	IF	Mid-Band m $\overline{X}$	σ	Max.	Total Range Max.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.
300-4000	DC-950	6.8	0.2	9.0	9.8	35	17	16	7	12

1 dB COMP.: +1 dBm typ.
m= mid band [2f_L to f_U/2]

Typical Performance Data

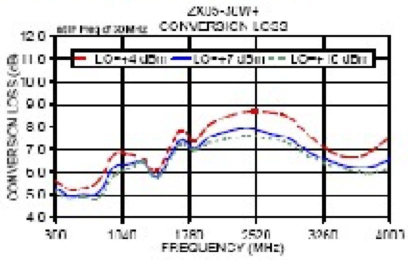
Frequency (MHz) RF	Frequency (MHz) LO	Conversion Loss (dB) LO +7dBm	Isolation L-R (dB) LO +7dBm	Isolation L-I (dB) LO +7dBm	VSWR RF Port (:1) LO +7dBm	VSWR LO Port (:1) LO +7dBm
300.10	330.10	5.34	45.30	34.86	2.04	5.44
450.10	480.10	4.98	41.41	32.02	1.54	3.61
600.10	630.10	5.02	39.35	28.89	1.73	3.17
781.35	751.35	5.11	37.95	28.09	2.81	2.51
943.85	913.85	6.22	37.02	28.05	3.48	1.97
1106.35	1076.35	6.35	39.38	23.65	2.77	1.70
1268.85	1238.85	6.45	42.76	20.82	2.59	1.80
1431.35	1401.35	5.84	40.76	18.75	3.06	2.17
1675.10	1645.10	7.37	37.69	16.07	1.89	2.72
1837.60	1807.60	7.03	37.60	14.80	2.87	3.10
2000.10	1970.10	7.54	37.84	13.54	3.39	3.13
2211.87	2181.87	7.80	37.90	12.47	3.19	3.29
2435.39	2405.39	7.94	38.15	11.59	3.90	3.27
2658.92	2628.92	7.71	35.90	10.55	4.70	3.21
2882.45	2852.45	7.49	44.86	9.56	4.72	2.76
3106.98	3075.98	6.88	38.93	10.01	4.06	1.96
3329.51	3299.51	6.60	39.01	11.39	2.83	1.89
3553.04	3523.04	6.26	41.76	14.66	2.41	2.39
3776.57	3746.57	6.25	38.02	19.20	1.48	3.74
4000.10	3970.10	6.55	34.99	25.24	1.19	5.27

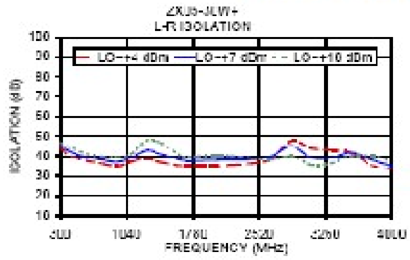
Electrical Schematic

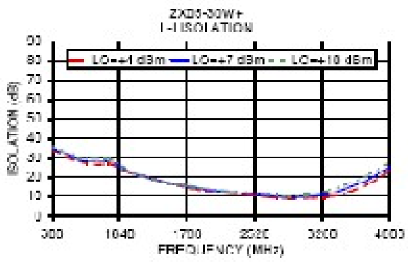


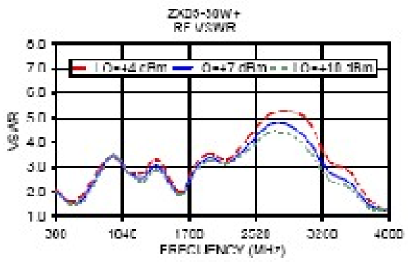
Performance Charts

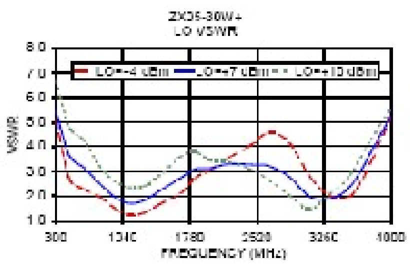
ZX05-30W+

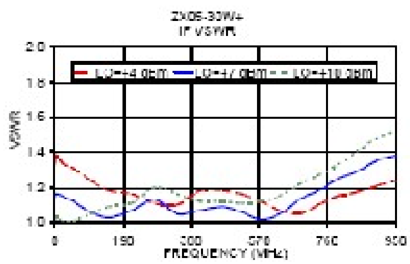


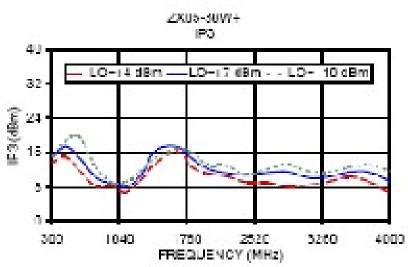












Coaxial

Voltage Controlled Oscillator ZX95-2490+

Linear Tuning 2280 to 2490 MHz

Features
- Linear tuning characteristics
- Low phase noise
- Low pushing
- Low pulling
- Protected by US patent 6,790,049

Applications
- R&D
- LAB
- Instrumentation
- Wireless communications
- Military & avionics

CASE STYLE: GB956

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX95-2490-S+	$40.95 ea.	(1-9)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Electrical Specifications

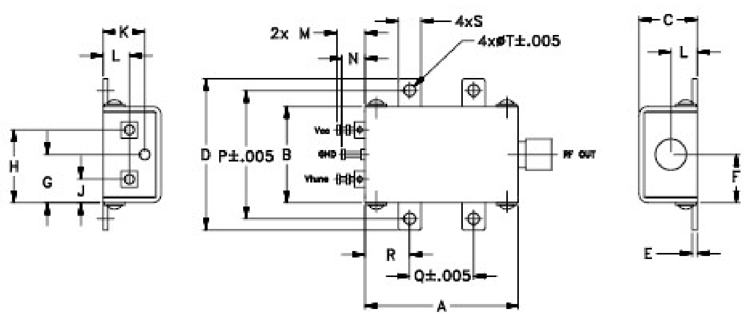
MODEL NO.	FREQ. (MHz)		POWER OUTPUT (dBm)	PHASE NOISE dBc/Hz SSB at offset frequencies, kHz Typ.				TUNING					NON HARMONIC SPURIOUS (dBc)	HARMONICS (dBc)		PULLING pk-pk @12 dBr (MHz)	PUSHING (MHz/V)	DC OPERATING POWER	
								VOLTAGE RANGE (V)		SENSI-TIVITY (MHz/V)	PORT CAP (pF)	3 dB MODULATION BANDWIDTH (MHz)						Vcc (volts)	Current (mA)
	Min.	Max.	Typ.	1	10	100	1000	Min.	Max.	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.	Typ.		Max.
ZX95-2490+	2280	2490	+8	-80	-104	-124	-144	0.5	10	30 - 37	22	140	-90	-20	-11	1	1	5	38

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Absolute Max. Supply Voltage (Vcc)	7V
Absolute Max. Tuning Voltage (Vtune)	12V
All specifications	50 ohm system

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	WT.
1.20	.75	.46	1.18	.04	.38	.45	.57	.18	.33	.21	.22	.18	1.00	.50	.35	.18	.106	GRAM
30.48	19.05	11.68	29.97	1.02	9.65	11.43	14.48	4.57	8.38	5.33	5.59	4.57	25.40	12.70	8.89	4.57	2.69	35.0

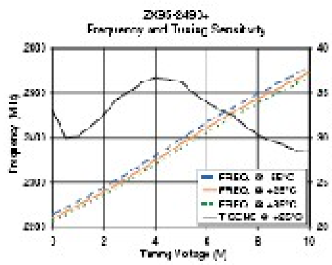
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established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

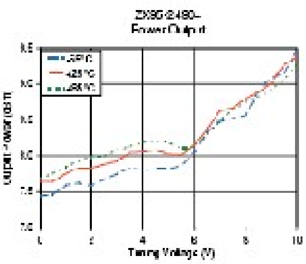
*Performance Data & Curves**

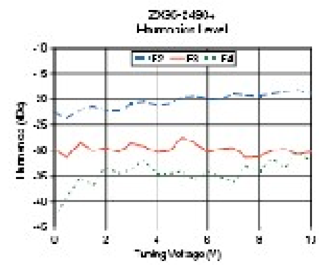
ZX95-2490+

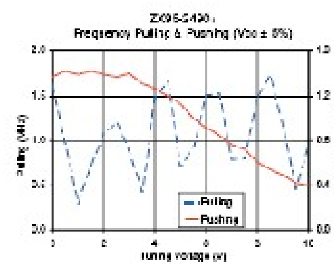
V TUNE	TUNE SENS (MHz/V)	FREQUENCY (MHz) -55°C	+25°C	+85°C	POWER OUTPUT (dBm) -55°C	+25°C	+85°C	Icc (mA)	HARMONICS (dBc) F2	F3	F4	FREQ. PUSH (MHz/V)	FREQ. PULL (MHz)	PHASE NOISE (dBc/Hz) at offsets 1kHz	10kHz	100kHz	1MHz	FREQ OFFSET (KHz)	PHASE NOISE at 2365 MHz (dBc/Hz)
0.00	32.97	2227.6	2218.2	2210.9	7.44	7.64	7.69	30.93	-22.7	-29.7	-43.3	1.37	1.63	-80.3	-103.4	-123.9	-143.8	1.0	-80.04
0.50	30.02	2243.7	2234.7	2227.5	7.46	7.64	7.75	30.98	23.7	31.3	30.1	1.42	0.97	82.2	103.6	124.2	143.8	2.0	88.06
1.00	30.15	2258.1	2249.7	2242.6	7.59	7.75	7.84	31.04	-22.3	-28.5	-35.3	1.39	0.30	-82.1	-103.8	-124.4	-144.2	3.5	-93.59
1.50	31.20	2274.2	2264.0	2257.4	7.68	7.80	7.90	31.07	-21.4	-30.1	-36.9	1.42	0.72	-81.5	-103.6	-124.3	-144.0	5.0	-90.05
2.00	32.55	2290.2	2280.1	2272.7	7.58	7.83	7.98	31.12	-22.3	-29.5	-33.4	1.39	1.08	-80.7	-103.7	-124.5	-144.2	8.5	-102.83
2.50	34.34	2306.6	2296.7	2290.7	7.67	7.88	7.99	31.17	-22.0	-30.3	-34.6	1.37	1.21	-80.1	-103.7	-124.3	-144.1	10.0	-100.57
3.00	35.17	2324.0	2313.6	2305.4	7.75	7.92	8.08	31.20	-21.0	-28.7	-33.9	1.40	0.88	-80.3	-104.0	-124.7	-144.4	20.8	-110.64
3.50	36.22	2342.1	2331.4	2322.9	7.83	8.04	8.13	31.25	20.5	30.2	31.8	1.31	0.43	81.0	103.8	124.5	144.4	35.5	115.15
4.00	36.73	2360.5	2349.5	2340.5	7.80	8.05	8.18	31.26	-21.3	-30.3	-34.7	1.27	1.49	-80.4	-103.8	-124.3	-144.4	60.7	-119.88
4.50	36.53	2379.1	2367.0	2358.6	7.81	8.08	8.21	31.29	21.0	30.1	34.6	1.20	1.65	80.5	103.0	124.5	144.2	86.7	123.80
5.00	36.23	2397.4	2386.2	2376.7	7.81	8.02	8.18	31.32	-19.8	-27.3	-34.1	1.13	0.71	-79.9	-103.4	-124.4	-144.1	100.0	-124.36
5.50	34.86	2415.8	2401.3	2394.4	7.87	8.01	8.11	31.42	-19.4	-28.7	-35.8	1.00	0.93	-79.3	-103.5	-121.3	-144.2	148.1	-127.69
6.00	33.94	2433.0	2421.7	2411.9	8.05	8.15	8.13	31.47	-19.8	-30.3	-34.3	0.92	1.51	-80.1	-103.5	-124.3	-144.3	177.0	-129.37
6.50	33.06	2450.3	2438.7	2428.7	8.32	8.36	8.30	31.53	-20.1	-29.7	-35.1	0.85	1.53	-79.3	-103.4	-121.3	-144.3	211.6	-130.79
7.00	32.48	2466.7	2455.2	2445.1	8.47	8.62	8.49	31.57	-18.9	-29.5	-36.3	0.76	0.79	-79.2	-103.4	-124.4	-144.2	302.4	-134.04
7.50	31.19	2482.9	2471.5	2461.6	8.51	8.66	8.63	31.62	-19.3	-31.3	-33.0	0.72	0.80	-73.5	-103.5	-121.1	-144.1	361.5	-135.22
8.00	30.27	2498.8	2487.1	2476.7	8.56	8.79	8.74	31.70	-19.3	-31.1	-34.2	0.61	1.50	-79.2	-103.2	-124.4	-144.2	507.3	-136.36
8.50	29.64	2513.8	2502.2	2491.8	8.89	8.89	8.82	31.78	-19.0	-30.1	-31.6	0.54	1.73	-73.5	-103.5	-121.5	-144.4	606.7	-139.87
9.00	29.16	2525.9	2517.0	2506.3	9.09	9.01	8.91	31.80	-18.5	-29.7	-33.3	0.49	1.15	-77.9	-103.4	-124.5	-144.6	851.6	-142.92
10.00	28.61	2557.9	2545.9	2534.9	9.47	9.37	9.26	31.81	-13.9	-30.3	-32.0	0.40	0.96	-73.8	-103.0	-124.0	-144.1	1000.0	-144.12

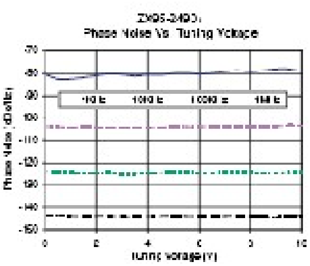
*at 25°C unless mentioned otherwise

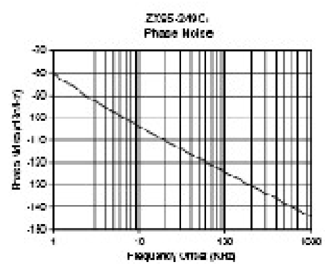












Coaxial

Voltage Controlled Oscillator

ZX95-2755+

Linear Tuning 2300 to 2755 MHz

CASE STYLE: GB956

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX95-2755-S+	$10.95 ea.	(1-9)

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

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Features

- Linear tuning characteristics
- Low pushing
- Protected by US patent 6,790,049

Applications

- R&D
- LAB
- Instrumentation
- Wireless communications
- Cable TV

Electrical Specifications

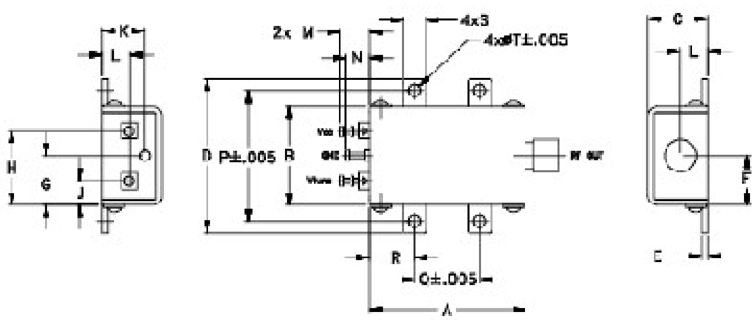
MODEL NO.	FREQ. (MHz)		POWER OUTPUT (dBm)	PHASE NOISE dBc/Hz SSB at offset frequencies, kHz Typ.				TUNING VOLTAGE RANGE (V)		TUNING SENSITIVITY (MHz/V)	TUNING PORT CAP (pF)	TUNING 3 dB MODULATION BANDWIDTH (MHz)	NON HARMONIC SPURIOUS (dBc)	HARMONICS (dBc)		PULLING pk-pk @12 dBr (MHz)	PUSHING (MHz/V)	DC OPERATING POWER Vcc (volts)	DC OPERATING POWER Current (mA)
	Min.	Max.	Typ.	1	10	100	1000	Min.	Max.	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.	Typ.		Max.
ZX95-2755+	2300	2755	+6	-74	-100	-120	-140	0.5	13	40 - 55	20	500	-90	-17	-10	9	1.5	5	30

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Absolute Max. Supply Voltage (Vcc)	7V
Absolute Max. Tuning Voltage (Vtune)	15V
All specifications	50 ohm system

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch / mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	WT.
1.20	.75	.46	1.18	.04	.38	.45	.57	.18	.33	.21	.22	.18	1.00	.50	.35	.18	.106	GRAM
30.48	19.05	11.68	29.97	1.02	9.65	11.43	14.48	4.57	8.38	5.33	5.59	4.57	25.40	12.70	8.89	4.57	2.69	35.0

Mini-Circuits®
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 Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com
RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

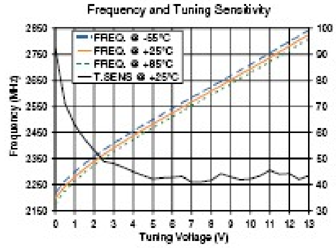
Performance Data & Curves*

ZX95-2755+

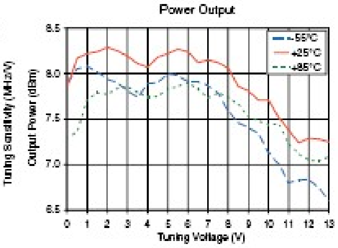
V TUNE	TUNE SENS (MHz/V)	FREQUENCY (MHz)			POWER OUTPUT (dBm)			Icc (mA)	HARMONICS (dBc)			FREQ. PUSH (MHz/V)	FREQ. PULL (MHz)	PHASE NOISE (dBc/Hz) at offsets				FREQ OFFSET (KHz)	PHASE NOISE at 2530 MHz (dBc/Hz)
		-55°C	+25°C	+85°C	-55°C	+25°C	+85°C		F2	F3	F4			1kHz	10kHz	100kHz	1MHz		
0.00	92.23	2219.7	2197.6	2177.6	7.90	7.85	7.28	23.08	-17.6	-25.2	-43.7	1.49	7.10	-72.0	-96.9	-120.0	-136.8	1.0	-74.45
0.50	71.17	2262.9	2243.7	2225.5	8.05	8.17	7.37	23.24	-17.0	-26.6	-43.0	0.13	9.15	-73.9	-99.0	-121.0	-139.0	2.0	-82.75
1.00	62.96	2298.3	2279.3	2262.9	8.08	8.22	7.71	23.25	-17.0	-26.4	-42.0	0.37	6.86	-74.2	-98.1	-120.2	-138.4	3.4	-90.00
1.50	57.55	2329.8	2310.8	2295.1	8.02	8.24	7.79	23.28	-16.7	-27.7	-41.3	0.63	10.88	-73.6	-98.9	-120.9	-140.1	5.7	-93.56
2.00	53.15	2357.2	2339.6	2324.3	7.94	8.29	7.77	23.37	-16.5	-27.8	-40.2	0.72	6.64	-75.5	-99.2	-121.6	-141.0	8.1	-97.20
2.50	48.91	2383.5	2366.1	2350.7	7.90	8.25	7.84	23.43	-17.2	-29.1	-41.5	0.86	6.75	-74.8	-99.5	-121.4	-141.3	10.0	-98.13
3.00	48.10	2408.5	2390.6	2375.9	7.81	8.19	7.86	23.45	-16.9	-29.6	-38.7	0.96	10.49	-75.2	-99.2	-121.3	-140.5	19.6	-105.85
3.50	46.66	2432.1	2414.7	2399.8	7.74	8.11	7.79	23.47	-17.0	-30.4	-37.5	1.02	9.34	-75.0	-99.4	-121.4	-141.8	33.3	-111.24
4.00	44.95	2455.5	2438.0	2423.0	7.89	8.07	7.74	23.49	-17.8	-31.6	-38.9	1.16	5.79	-74.5	-99.0	-119.8	-141.2	57.2	-115.71
5.00	42.18	2499.1	2482.2	2467.5	8.00	8.22	7.83	23.60	-18.1	-32.5	-37.2	1.27	11.57	-75.3	-100.2	-121.2	-140.2	81.8	-119.29
5.50	42.60	2520.4	2503.3	2489.0	7.98	8.27	7.86	23.63	-18.6	-33.8	-38.8	1.31	9.14	-75.9	-99.1	-121.2	-142.4	100.0	-120.61
6.00	42.80	2541.7	2524.6	2509.8	7.91	8.24	7.90	23.62	-18.5	-34.9	-39.0	1.47	5.29	-74.7	-99.7	-120.8	-140.2	139.3	-123.43
6.50	43.20	2563.4	2546.0	2531.2	7.91	8.12	7.83	23.64	-18.7	-34.8	-39.0	1.59	7.82	-75.1	-99.7	-119.4	-140.8	167.3	-124.45
7.00	40.91	2583.7	2567.6	2552.5	7.87	8.15	7.73	23.70	-18.6	-35.1	-40.7	1.67	12.03	-74.5	-99.3	-121.5	-139.6	199.2	-126.64
8.00	41.64	2624.9	2608.6	2593.9	7.59	8.06	7.74	23.77	-18.0	-35.7	-41.7	1.83	6.89	-74.7	-99.8	-120.8	-140.8	284.8	-128.52
9.00	42.98	2668.1	2651.5	2635.7	7.41	7.81	7.53	23.78	-17.8	-36.1	-45.0	2.20	13.04	-73.9	-98.8	-119.9	-140.1	342.1	-131.12
10.00	42.19	2710.0	2693.9	2678.8	7.13	7.71	7.44	23.91	-16.9	-35.1	-45.8	2.27	4.31	-74.9	-99.9	-120.4	-140.2	489.1	-134.23
11.00	45.51	2754.4	2736.7	2720.8	6.80	7.38	7.23	23.91	-16.3	-35.5	-45.9	2.53	11.10	-73.5	-98.8	-120.3	-139.4	600.0	-136.20
12.00	44.25	2799.1	2781.5	2765.2	6.84	7.29	7.05	23.98	-16.0	-36.1	-44.9	2.62	6.29	-72.9	-99.3	-120.4	-138.8	832.6	-138.43
13.00	43.40	2843.1	2824.6	2808.4	6.61	7.25	7.09	24.04	-15.7	-36.2	-40.2	2.51	15.94	-73.2	-98.3	-119.4	-138.8	1000.0	-140.63

*at 25°C unless mentioned otherwise

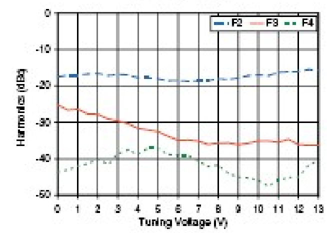
ZX95-2755+
Frequency and Tuning Sensitivity



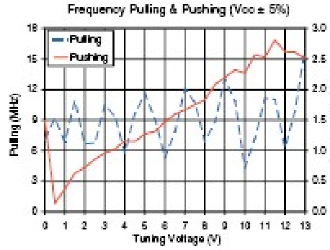
ZX95-2755+
Power Output



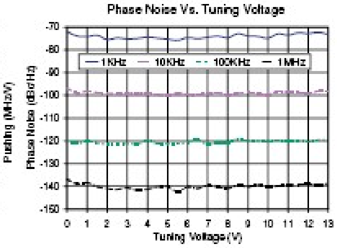
ZX95-2755+
Harmonics Level



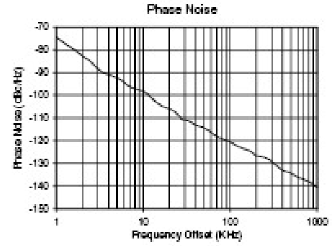
ZX95-2755+
Frequency Pulling & Pushing (Vcc ± 5%)



ZX95-2755+
Phase Noise Vs. Tuning Voltage



ZX95-2755+
Phase Noise



Hittite MICROWAVE CORPORATION v02.0607

HMC310MS8G / 310MS8GE

BLUETOOTH & 2.4 GHz WLAN GaAs MMIC TRANSCEIVER

Typical Applications

Transmit & Receive
Switch for 2.4 GHz Applications:

- Bluetooth
- HomeRF
- WLAN Radios

Features

Tx Gain: 15 dB, Rx Gain: 13 dB

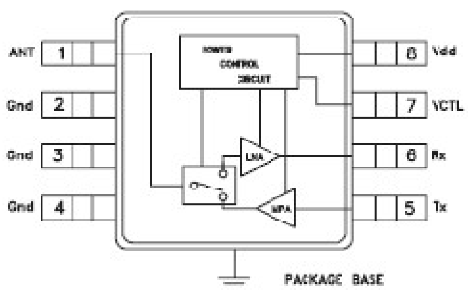
Tx 1 dB Compression Point: 5 dBm

Rx Noise Figure: 3 dB @ 2.4 GHz

Single Positive Supply: +3V

No External Matching Required

Functional Diagram



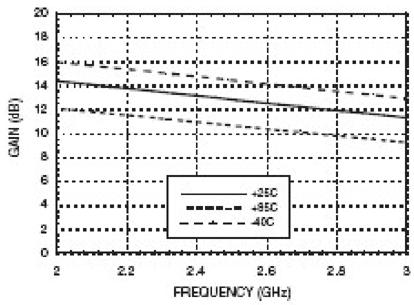
General Description

The HMC310MS8G & HMC310MS8GE are multi-function RFICs that incorporates a power amplifier (PA) and low noise amplifier (LNA) with a transmit/receive switch. These RFICs offer 15 dB gain and +5 dBm P1dB in the transmit mode and 13 dB of gain with an overall noise figure of 3 dB when in receive mode. Transmit and receive performance levels have been selected to meet the BLUETOOTH Class 2 & 3 requirements when used in conjunction with 2.4 GHz ASICs such as National Semiconductor's LMX3162. This low current and low cost transceiver requires no external circuitry to operate the amplifier power down features, and is available in the industry standard MSOP8G package which is 0.118" x 0.190" (3.0mm x 4.9mm).

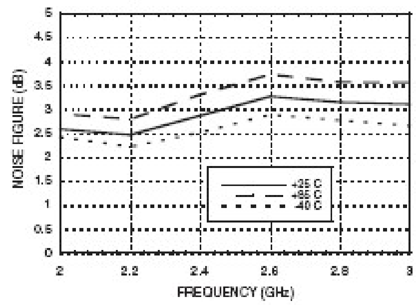
Electrical Specifications, $T_A = +25°$ C, Vdd = +3V

Parameter	Receive Mode			Transmit Mode			Units
	Min.	Rx Typ.	Max.	Min.	Tx Typ.	Max.	
Frequency Range	2.4 - 2.5			2.4 - 2.5			GHz
Gain	8	13	15	12	15	17	dB
Gain Variation over Temperature		0.03	0.04		0.03	0.04	dB/°C
Noise Figure		3.0	4.0				dB
Input Return Loss	4	6		4	7		dB
Output Return Loss	9	12		10	13		dB
Output Power for 1 dB Compression (P1dB)	-7	-4		1	5		dBm
Saturated Output Power (Psat)	-5	0		3	7		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)	3	6		3	10		dBm
Supply Current (Idd)		12			24		mA

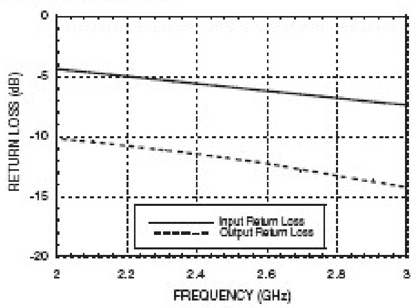
Rx Gain



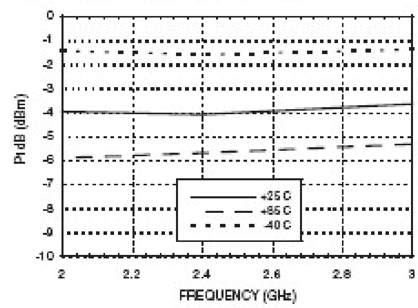
Rx Noise Figure



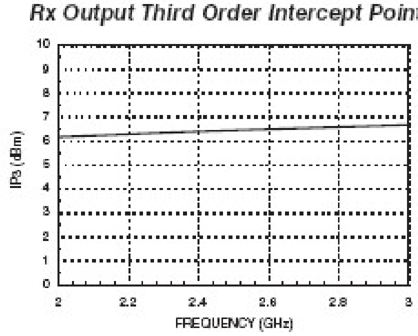
Rx Return Loss



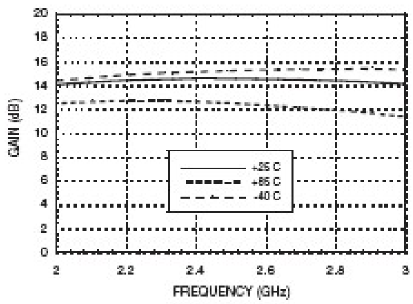
Rx 1dB Compression Point



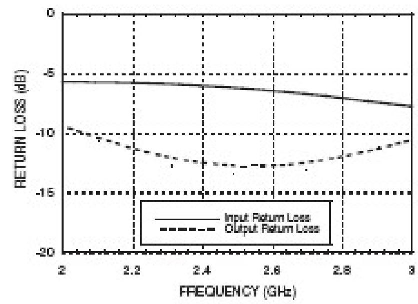
Rx Output Third Order Intercept Point



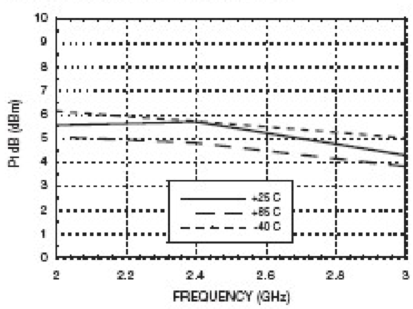
Tx Gain



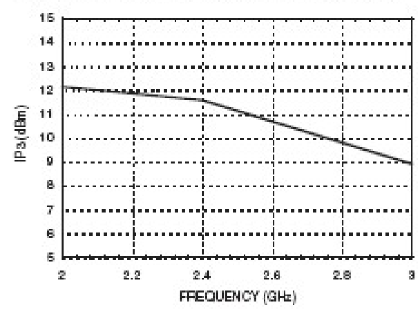
Tx Return Loss



Tx 1dB Compression Point



Tx Output Third Order Intercept Point



MICROWAVE CORPORATION v03.0607

HMC310MS8G / 310MS8GE

BLUETOOTH & 2.4 GHz WLAN GaAs MMIC TRANSCEIVER

Absolute Maximum Ratings

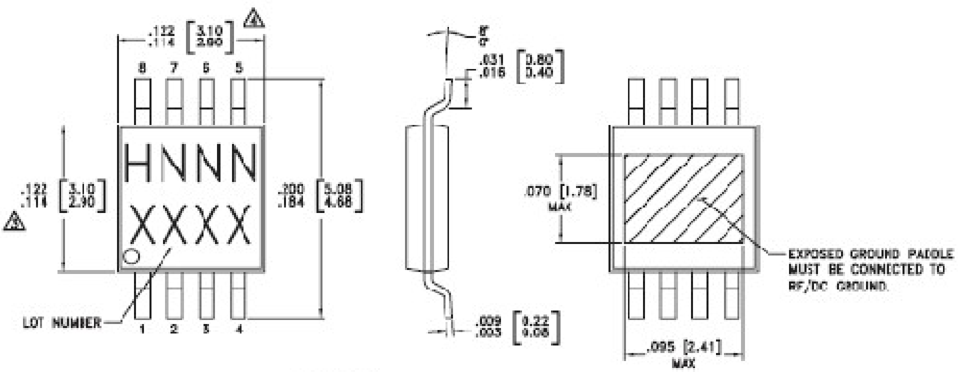
Drain Bias Voltage (Vdd)	+7.0 Vdc
Control Voltage Range (Vctl)	-0.2 to Vdd
RF Input Power (Vdd = +3.0 Vdc)	0 dBm
Channel Temperature	150 °C
Continuous Pdiss (T = 85 °C) (derate 5 mW/°C above 85 °C)	0.325 W
Thermal Resistance (channel to ground paddle)	200 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C

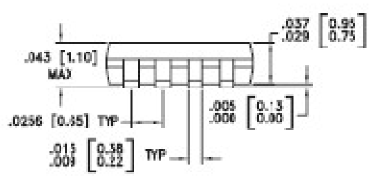
Truth Table

Tx Section Active	VCTL = Vdd
Rx Section Active	VCTL = 0V

ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE
OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

Outline Drawing





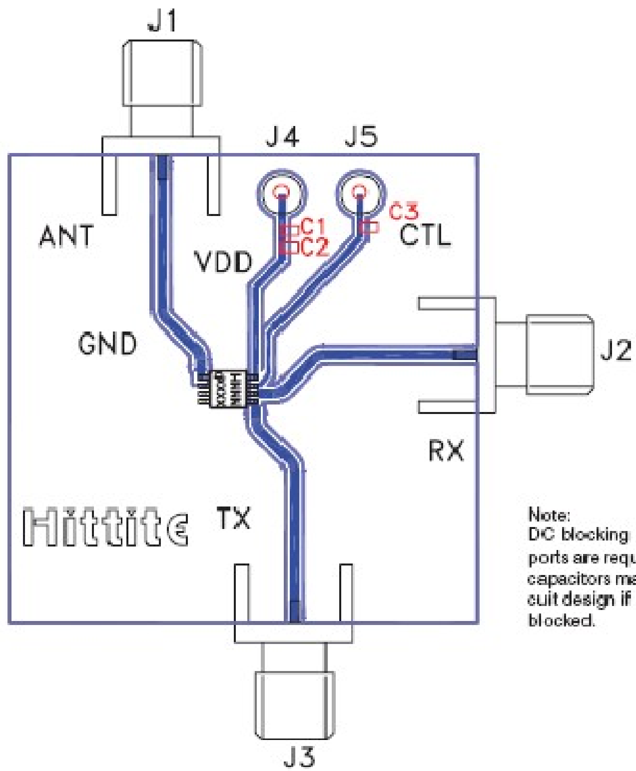
NOTES:
1. LEADFRAME MATERIAL: COPPER ALLOY
2. DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS]
3. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.15mm PER SIDE.
4. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.25mm PER SIDE.
5. ALL GROUND LEADS MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.

Package Information

Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking [3]
HMC310MS8G	Low Stress Injection Molded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 [1]	H310 XXXX
HMC310MS8GE	RoHS-compliant Low Stress Injection Molded Plastic	100% matte Sn	MSL1 [2]	H310 XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C
[2] Max peak reflow temperature of 260 °C
[3] 4-Digit lot number XXXX

Evaluation PCB



Note:
DC blocking capacitors on the Tx and ANT ports are required to evaluate this part. These capacitors may not be required in the final circuit design if interfacing components are DC blocked.

List of Materials for Evaluation PCB 103339 [1]

Item	Description
J1, J2, J3	PCB Mount SMA Connector
J4, J5	DC Pins
C1	.01 µF Capacitor, 0603 Pkg.
C2, C3	100 pF Capaciotor, 0603 Pkg.
U1	HMC310MS8G / HMC310MS8GE Transceiver
PCB [2]	Evaluation Board 1.5" x 1.55"

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads and backside ground slug should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

HMC385LP4 / 385LP4E

MMIC VCO w/ BUFFER AMPLIFIER, 2.25 - 2.5 GHz

Typical Applications

Low noise MMIC VCO w/Buffer Amplifier for:

- Wireless Infrastructure
- Industrial Controls
- Test Equipment
- Military

Features

Pout: +4.5 dBm

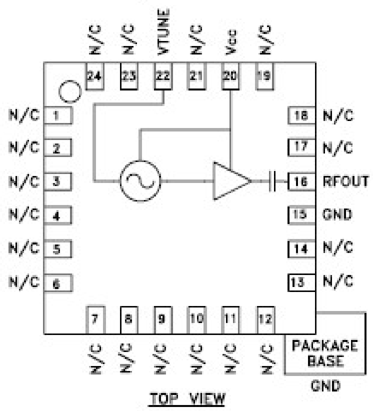
Phase Noise: -115 dBc/Hz @100 KHz

No External Resonator Needed

Single Supply: 3V @ 35 mA

QFN Leadless SMT Package, 16 mm²

Functional Diagram



General Description

The HMC385LP4 & HMC385LP4E are GaAs InGaP Heterojunction Bipolar Transistor (HBT) MMIC VCOs with integrated resonators, negative resistance devices, varactor diodes, and buffer amplifiers. Covering 2.25 to 2.5 GHz, the VCO's phase noise performance is excellent over temperature, shock, vibration and process due to the oscillator's monolithic structure. Power output is 4.5 dBm typical from a single supply of 3V @ 35mA. The voltage controlled oscillator is packaged in a low cost leadless QFN 4x4 mm surface mount package.

Electrical Specifications, $T_A = +25°$ C, Vcc = +3V

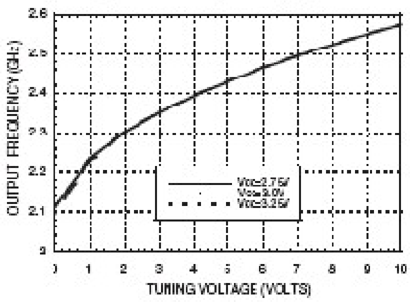
Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		2.25 - 2.5		GHz
Power Output	1.5	4.5		dBm
SSB Phase Noise @ 100 kHz Offset, Vtune= +5V @ RF Output		-115		dBc/Hz
Tune Voltage (Vtune)	0		10	V
Supply Current (Icc) (Vcc = +3.0V)		35		mA
Tune Port Leakage Current			10	µA
Output Return Loss		9		dB
Harmonics 2nd 3rd		 -7 -23		 dBc dBc
Pulling (into a 2.0:1 VSWR)		2.0		MHz pp
Pushing @ Vtune= +5V		-2		MHz/V
Frequency Drift Rate		0.25		MHz/°C

Hittite MICROWAVE CORPORATION v02.0705

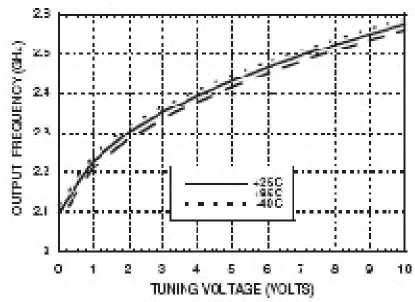
HMC385LP4 / 385LP4E

MMIC VCO w/ BUFFER AMPLIFIER, 2.25 - 2.5 GHz

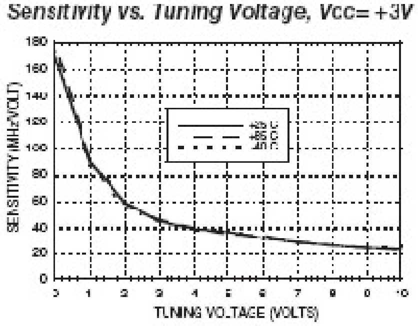
Frequency vs. Tuning Voltage, T= 25°C



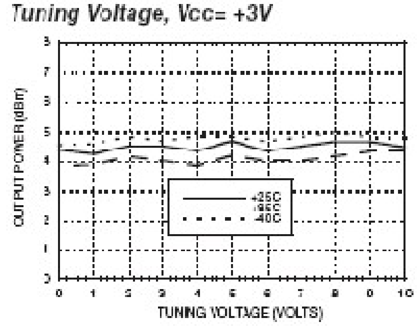
Frequency vs. Tuning Voltage, Vcc= +3V



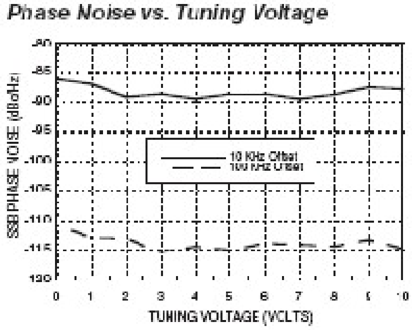
Sensitivity vs. Tuning Voltage, Vcc= +3V



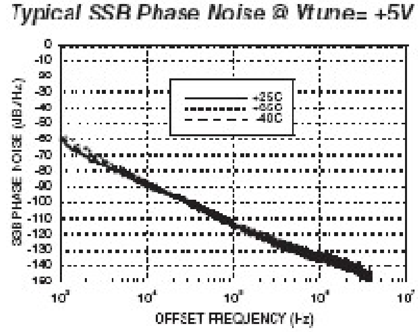
Output Power vs. Tuning Voltage, Vcc= +3V



Phase Noise vs. Tuning Voltage



Typical SSB Phase Noise @ Vtune= +5V



Hittite MICROWAVE CORPORATION v02.0705

HMC385LP4 / 385LP4E

MMIC VCO w/ BUFFER AMPLIFIER, 2.25 - 2.5 GHz

Absolute Maximum Ratings

Vcc	+3.5 Vdc
Vtune	0 to +11V
Channel Temperature	105 °C
Continuous Pdiss (T = 85°C) (derate 6.29 mW/°C above 85°C)	565 mW
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C

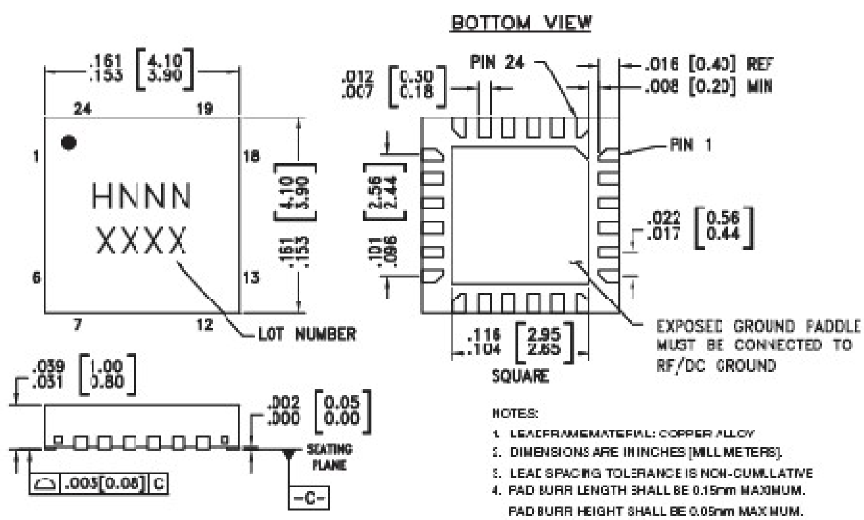
ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE
OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

Typical Supply Current vs. Vcc

Vcc (V)	Icc (mA)
2.75	28
3.0	36
3.25	41

Note: VCO will operate over full voltage range shown above

Outline Drawing



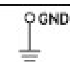
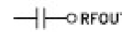
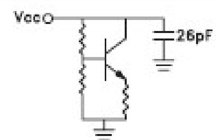
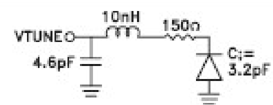
NOTES:
1. LEADFRAME MATERIAL: COPPER ALLOY
2. DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS].
3. LEAD SPACING TOLERANCE IS NON-CUMULATIVE
4. PAD BURR LENGTH SHALL BE 0.15mm MAXIMUM. PAD BURR HEIGHT SHALL BE 0.05mm MAXIMUM.
5. PACKAGE WARP SHALL NOT EXCEED 0.05mm.
6. ALL GROUND LEADS AND GROUND PADDLE MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.
7. REFER TO HITTITE APPLICATION NOTE FOR SUGGESTED PCB LAND PATTERN

Package Information

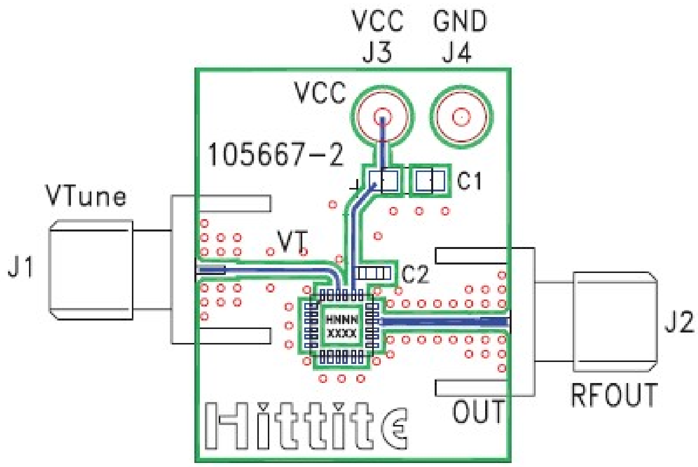
Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking [3]
HMC385LP4	Low Stress Injection Molded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 [1]	H385 XXXX
HMC385LP4E	RoHS-compliant Low Stress Injection Molded Plastic	100% matte Sn	MSL1 [2]	H385 XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C
[2] Max peak reflow temperature of 260 °C
[3] 4-Digit lot number XXXX

Pin Descriptions

Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1 - 14, 17 - 19, 21, 23, 24	N/C	No Connection	
15	GND	This pin must be connected to RF & DC ground.	
16	RFOUT	RF output (AC coupled)	
20	Vcc	Supply Voltage Vcc= 3V	
22	VTUNE	Control Voltage Input. Modulation port bandwidth dependent on drive source impedance.	
	GND	Package bottom has an exposed metal paddle that must be RF & DC grounded.	

Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 105706 [1]

Item	Description
J1 - J2	PCB Mount SMA RF Connector
J3 - J4	DC Pin
C1	4.7 µF Tantalum Capacitor
C2	10,000 pF Capacitor, 0603 Pkg.
U1	HMC385LP4 / HMC385LP4E VCO
PCB [2]	105667 Eval Board

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of via holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.

ANEXO B

Conectores, Cable y Antena

SMA-Male Crimp for 195-Series

Features

- Can be used with HyperLink CA-195R, RG58/141/142, HyperLink CA195RW, WBC195, LMR195, Belden 8240/8219 cable types.
- Must be Purchased in Increments of 10

Specifications

Electrical	
Impedance	50 Ohms
Frequency Range	DC ~ 11 GHz
Voltage Rating	500 Volts Peak
Dielectic Withstanding Voltage	1000 Volts RMS
Insertion Loss	.20 dB Max.
Mechanical	
Mating	1/4-36 UNS Threading Coupling
Mating Torque	15 inch pounds (170 N.cm) Max.
Cable Attachment	Hex Braid Crimp
Center Conductor Cable Attachment	Crimp or Solder
Cable Retention	30 lbs. Pull
Material	
Body	Nickel Plated Brass
Contact	Gold Plated Brass
Insulator	TFE
Ferrule	Nickel Plated Brass
Environmental	
Temperature Range	-55C(-67F) to +85C(+185F)
Temperature Cycling	MIL-Std. 202 Method 102 (Test Condition C)
Weatherproof	All SMA Connectors are Weatherproof
Moisture Resistance	MIL-Std. 202 Method 106 (Test Condition B)
Corrosion	MIL-Std. 202 Method 101 (Test Condition B)
Vibration	MIL-Std. 202 Method 204 (Test Condition D)
Altitude	MIL-Std. 202 Method 105 (Test Condition C)
RoHS Compliant	Yes

N-Male to SMA-Male Adapter

Features

- Nickel plated body for enhanced corrosion resistance.
- Gold plated center contact for reduced signal loss.
- Handy device to have on hand to solve your interconnection problems.

Specifications

Electrical	
Impedance	50 Ohms
Frequency Range	DC ~ 11 GHz
Voltage Rating	500 Volts Peak
Dielectic Withstanding Voltage	1000 Volts RMS
Insertion Loss	.15 dB Max.
Mechanical	
Mating	5/8-24 UNEF Threaded Coupling 1/4-36 UNS Threaded Coupling
Mating Torque	15 inch pounds (170 N.cm) Max.
Material	
Body	Nickel Plated Brass
Contact	Gold Plated Brass
Insulator	TFE
Environmental	
Temperature Range	-55C(-67F) to +85C(+185F)
Temperature Cycling	MIL-Std. 202 Method 102 (Test Condition C)
Weatherproof	All N-Type Connectors are Weatherproof
Moisture Resistance	MIL-Std. 202 Method 106 (Test Condition B)
Corrosion	MIL-Std. 202 Method 101 (Test Condition C)
Vibration	MIL-Std. 202 Method 204 (Test Condition B)
Altitude	MIL-Std. 202 Method 105 (Test Condition C)
RoHS Compliant	Yes

Detailed Specifications & Technical Data

BELDEN

8259 Coax - RG-58A/U Type

For more information please call
1-800-Belden1

See Put-ups and Colors

Description:

RG-58A/U type, 20 AWG stranded (19x33) .035" tinned copper conductor, polyethylene insulation, tinned copper braid shield (95% coverage), PVC jacket.

PHYSICAL CHARACTERISTICS:

CONDUCTOR:

Number of Coax	1
Total Number of Conductors	1
RG Type	58A/U
AWG	20
Stranding	19x33
Conductor Diameter	.035 in.
Conductor Material	TC - Tinned Copper

INSULATION:

Insulation Material	PE - Polyethylene
Insulation Diameter	.116 in.

OUTER SHIELD:

Outer Shield Type	Braid
Outer Shield Material	TC - Tinned Copper
Outer Shield %Coverage	95 %

OUTER JACKET:

Outer Jacket Material	PVC - Polyvinyl Chloride
Outer Jacket Nominal Wall Thickness	.0275 in.

OVERALL NOMINAL DIAMETER:

Overall Nominal Diameter	.193 in.

MECHANICAL CHARACTERISTICS:

Operating Temperature Range	-40°C To +75°C
Non-UL Temperature Rating	75°C
Bulk Cable Weight	24 lbs/1000 ft.
Max. Recommended Pulling Tension	42 lbs.
Min. Bend Radius (Install)	2 in.

Detailed Specifications & Technical Data

BELDEN

8259 Coax - RG-58A/U Type

APPLICABLE SPECIFICATIONS AND AGENCY COMPLIANCE:

APPLICABLE STANDARDS:

EU CE Mark (Y/N)	No
EU RoHS Compliant (Y/N)	Yes
EU RoHS Compliance Date (mm/dd/yyyy):	01/01/2004

SUITABILITY:

Suitability - Indoor	Yes
Suitability - Outdoor	Yes
Suitability - Aerial	Yes - when supported by a messenger wire

PLENUM/NON-PLENUM:

Plenum (Y/N)	N

ELECTRICAL CHARACTERISTICS:

Nom. Characteristic Impedance	50 Ohms
Nom. Inductance	0.092 μH/ft
Nom. Capacitance Conductor to Shield	30.8 pF/ft
Nominal Velocity of Propagation	66 %
Nominal Delay	1.54 ns/ft
Nom. Conductor DC Resistance @ 20 Deg. C	10.8 Ohms/1000 ft
Nominal Outer Shield DC Resistance @ 20 Deg.C	4.1 Ohms/1000 ft

Nom. Attenuation :

Description	Frequency (MHz)	Start Frequency (MHz)	Stop Frequency (MHz)	Nom. Attenuation (dB/100 ft.)
	1			0.4
	10			1.5
	50			3.7
	100			5.4
	200			8.1
	400			12.4
	700			17.7
	900			21.1
	1000			22.8

Max. Operating Voltage - Non-UL	1400 V RMS

PUT-UPS AND COLORS:

Item	Description	Put-Up (ft.)	Ship Weight (lbs.)	Jacket Color	Notes
8259 010100	RG-58A/U 50 OHMS COAX	100	3.3	BLACK	
8259 0101000	RG-58A/U 50 OHMS COAX	1000	25	BLACK	C
8259 010500	RG-58A/U 50 OHMS COAX	500	12.5	BLACK	C

Detailed Specifications & Technical Data

BELDEN

8259 Coax - RG-58A/U Type

8259 010U1000	RG-58A/U 50 OHMS COAX	U1000	26	BLACK	
8259 010U500	RG-58A/U 50 OHMS COAX	U500	14	BLACK	

C = CRATE REEL PUT-UP.

Revision Number: 1 Revision Date: 07-17-2006

Although Belden ("Belden") makes every reasonable effort to ensure their accuracy at the time of this publication, information and specifications described herein are subject to error or omission and to change without notice, and the listing of such information and specifications does not ensure product availability.
Belden provides the information and specifications herein on an "AS IS" basis, with no representations or warranties, whether express, statutory or implied. In no event will Belden be liable for any damages (including consequential, indirect, incidental, special, punitive, or exemplary damages) whatsoever, even if Belden has been advised of the possibility of such damages, whether in an action under contract, negligence or any other theory, arising out of or in connection with the use, or inability to use, the information or specifications described herein.
All sales of Belden products are subject to Belden's standard terms and conditions of sale.
Belden believes this product to be in compliance with the following environmental regulations: California Proposition 65 Consent Judgment For Wire & Cable Mfgs.(San Francisco Superior Court Nos. 312962 And 320342); EU RoHS (Directive 2002/95/EC, 27-Jan-2003);Material manufactured prior to the compliance date may still be in stock at Belden facilities and in our Distributor's inventory. EU ELV (Directive 2000/53/EC, 18-Sept-2000); EU WEEE (Directive 2002/96/EC, 27-Jan-2003); And EU BFR (Directive 2003/11/EC, 6-Feb-2003). The information provided in this Product Disclosure, and the identification of materials listed as reportable or restricted within the Product Disclosure, is correct to the best of Belden's knowledge, information and belief at the date of its publication. The information provided in the Product Disclosure is designed only as a general guide for the safe handling, storage, and any other operation of the product itself or the one that it becomes a part of. This Product Disclosure is not to be considered a warranty or quality specification. Regulatory information is for guidance purposes only. Product users are responsible for determining the applicability of legislation and regulations based on their individual usage of the product.

HyperGain® 2.4 GHz 14 dBi Flat Patch Range Extender Wireless LAN Antenna

Features

- Superior performance
- Light weight
- Durable UV-stable, UL flame rated radome
- 5 foot coax lead
- Can be installed for either vertical or horizontal polarization
- Optional mounting brackets available

Description

Directional Range-Extender Antenna

This is a high performance directional range extender WiFi antenna providing 14 dBi gain. It is suitable for both indoor and outdoor use in the 2.4GHz ISM band including IEEE 802.11b and 802.11g and Bluetooth® applications. This antenna's construction is very lightweight and features an aesthetic UV-stable white plastic radome which can also be painted to match the room or building structure. The RE14P can be installed for horizontal or vertical polarization. It can be wall or ceiling mounted, as well as mast-mounted using U-bolts.

Specifications

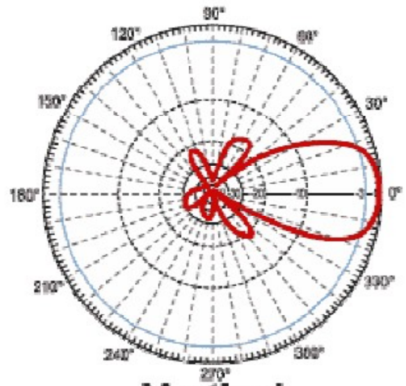
Electrical Specifications

Frequency	2400-2500 MHz
Gain	14 dBi
Horizontal Beam Width	30 degrees
Vertical Beam Width	30 degrees
Impedance	50 Ohm
VSWR	< 1.5:1 avg.
Lightning Protection	DC Short

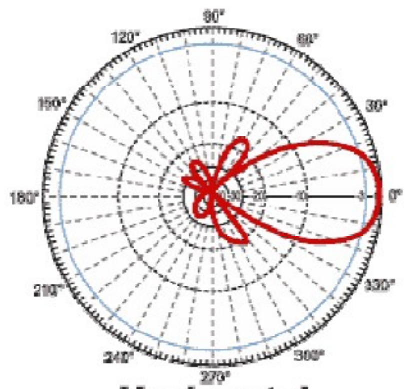
Mechanical Specifications

Weight	.95 lbs. (.43 Kg)
Dimensions	8.5 x 8.5 x 1 (inches) 216 x 216 x 26 (mm)
Radome Material	UV-inhibited Polymer
Mounting	Four ¼ in. (.63 mm) Holes
Polarization	Horizontal or Vertical
Operating Temperature	-40° C to to 85° C (-40° F to 185° F)
Wind Survival	>150 MPH (241 KPH)

RF Antenna Patterns



Vertical



Horizontal

ANEXO C

Datasheets de fuente de poder

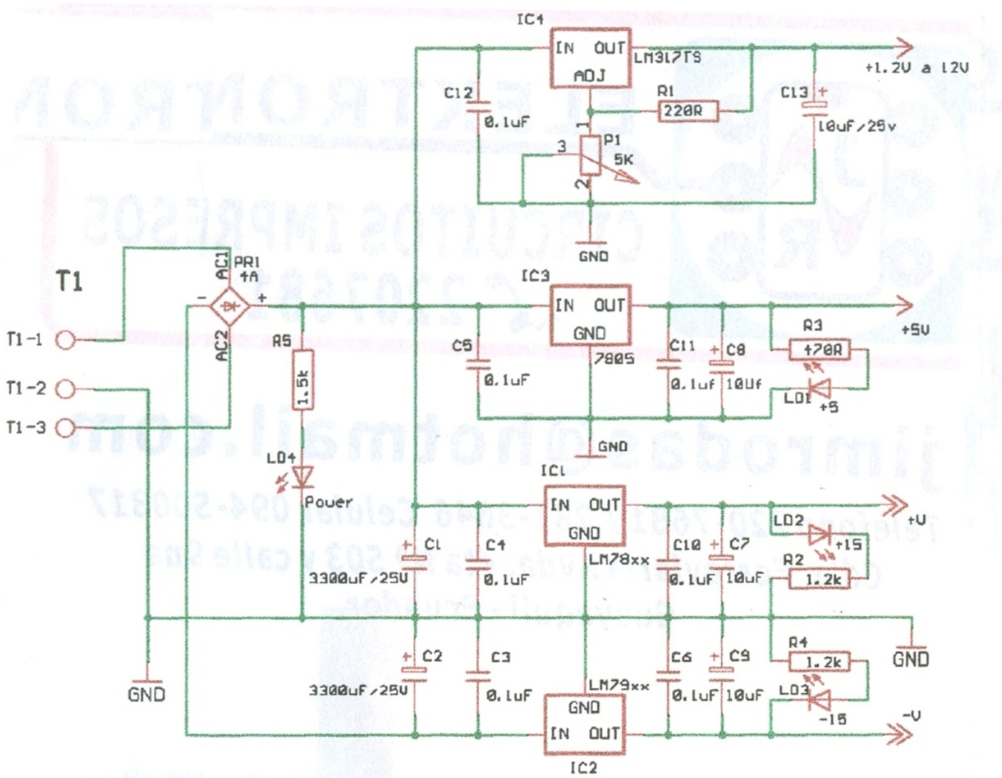
EL FUNCIONAMIENTO

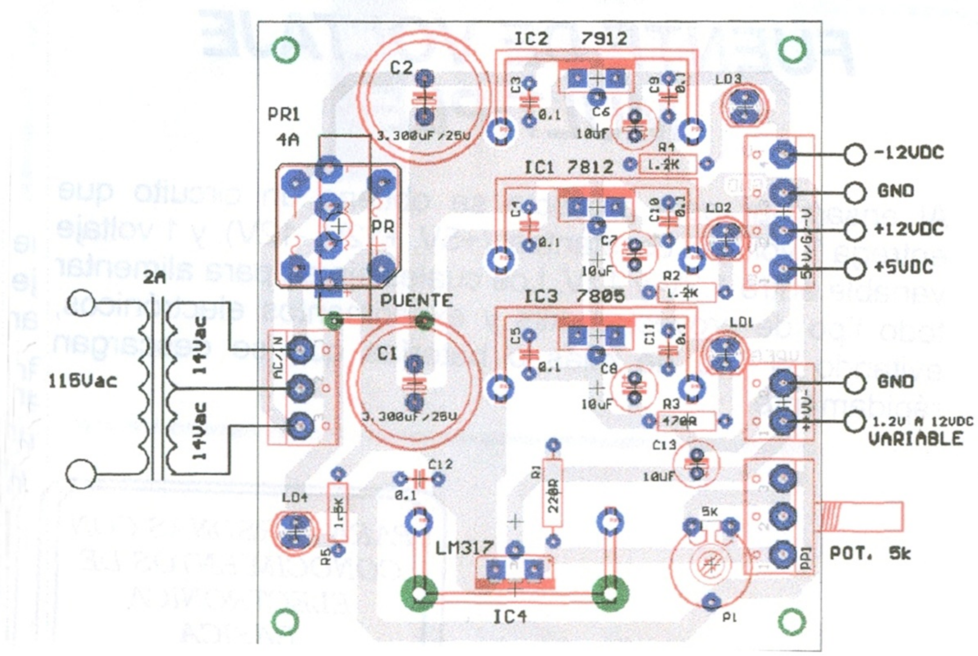
El circuito está formado por varios conectores muy importantes, el primero de ellos es el transformador, el cual toma el voltaje de corriente alterna de 110VAC a través de su bobina primaria y lo convierte a dos tensiones de 14VAC en el secundario, esta última se puede observar en el diagrama esquemático marcada como 14-0-14.

Los voltajes de corriente alterna obtenidos se deben pasar a corriente directa o continua, este proceso se llama rectificación. Para realizar dicha labor se utiliza el puente rectificador.

Las salidas del transformador marcadas con 14VDC y el tap central, se conectan a las entradas de la placa, tal cual como esta en el diagrama de ubicación de componentes. Las salidas del puente están marcadas con (+ y -) van a alimentar los reguladores de voltaje +12V (7812), +5V (7912), antes de esto se dispone condensadores de 330µF para eliminar las variasciones bruscas y el rizado de voltaje, también están los condensadores de 0.1µF para eliminar señales residuales de de alta frecuencia. A la salida se dispone de leds indicadores para saber si hay el voltaje a la salida de cada uno. Tambien hay un LED para indicar el encendido general.

Para la fuente variable se utiliza el circuito integrado LM317, este contiene internamente los circuitos de regulación térmica, un comparador de voltaje, amplificador de error, un voltaje de referencia, una etapa de salida de potencia y un limitador de corriente. Como se aprecia en el diagrama se requiere unos pocos elementos externos.


IC4
IN OUT
ADJ
LM317TS
+1.2V a 12V
C12
0.1uF
R1
220R
C13
10uF/25v
P1
5K
GND
T1
T1-1
T1-2
T1-3
PR1
4A
AC1
AC2
IC3
7805
+5V
R5
1.5k
C5
0.1uF
C11
0.1uf
C8
10Uf
R3
470R
LD1
+5
LD4
Power
IC1
LM78xx
+V
LD2
+15
R2
1.2k
C1
3300uF/25V
C4
0.1uF
C10
0.1uF
C7
10uF
C2
C3
LM79xx
C6
C9
R4
LD3
-15
-V
IC2


IC2 7912
C2
3.300uF/25V
PR1
4A
IC1 7812
-12VDC
GND
+12VDC
+5VDC
IC3 7805
PUENTE
2A
115Vac
14Vac
14Vac
C1
GND
1.2V A 12VDC
VARIABLE
LM317
IC4
POT. 5k

FUENTE DE VOLTAJE MULTIPLE			
CANT	TIPO	DESCRIP.	REF.
1	IC-REG	7812	IC1
1	IC-REG	7912	IC2
1	IC-REG	7805	IC3
1	IC-REG	LM317	IC4
1	P. RECTIF.	4A	PR1
2	LED ROJO	5mm	LD1, LD4
1	LED VERDE	5mm	LD2
1	LED AMARILLO	5mm	LD3
2	COND.	3.300uF/25V	C1,2
4	COND.	10uF/50V	C6,7,8,13
7	COND.	0.1uF/50V	C3,4,5,9,10,11,12
1	RESIST.	220 OHM	R1
2	RESIST.	1.2K	R2, R4
1	RESIST.	470 OHM	R3
1	RESIST.	1.5K	R5
1	POT. DE EJE	5K	P1
1	TRANSF.	110V/ 14-0-14	
4	TORN. CON TUER	10mm X 3	
4	TORN. CON TUER	15mm X 3	
4	DISTANCIAS	5mm	
3	BORNERA	2p	
1	BORNERA	3P	
4	DISIPADOR	TO-220	
1	PLACA DE BAQ	7.5 X 8.5 CM	JR011
1	mt SOLDADURA		

ANEXO D

Cálculos de errores

Valor medio de datos medidos:

$$\overline{x} = \sum_{i=1}^{N} \frac{x_i}{n}$$

Desviación estándar de datos medidos referentes a una valor medio:

$$\sigma = \pm\sqrt{\sum_{i=1}^{N} \frac{(\overline{x} - x_i)^2}{N(N-1)}}$$

De acuerdo a esto obtenemos el error entre los datos adquiridos y los simulados, para ello se toma como referencia los 67uVm simulados:

Resumen de Mediciones en Tecnología 8

Mediciones	Valor Medio(uV)	Dev Estandar	Error referido a valor simulado
T1	54,6524811	4,75E-05	0,18429133
T2	53,9626686	2,30E-05	0,19458704
T3	54,5254895	3,02E-05	0,18618672
T4	53,4861367	5,96E-05	0,20169945
T5	54,6426831	2,98E-05	0,18443757
T6	54,0821134	6,83E-05	0,19280428
T7	54,8088338	3,74E-05	0,1819577
T8	53,7583193	3,60E-05	0,19763703
T9	54,0446527	4,13E-05	0,19336339
t10	53,6121055	2,28E-05	0,19981932
t11	55,7098659	3,01E-05	0,16850946
t12	53,1730197	1,53E-05	0,20637284
t13	54,320081	4,03E-05	0,18925252

Resumen de Mediciones en el Componente 8

Mediciones	Valor Medio(uV)	Dev Estandar	Error referido a valor simulado
t1	50,5078899	3,37E-05	0,2461509
t2	49,4906628	8,55E-05	0,26133339
t3	51,4720883	2,89E-05	0,23175988
t4	49,2303	1,17E-05	0,2652194
t5	51,3962675	5,48E-05	0,23289153
t6	49,1636785	5,22E-05	0,26621375
t7	51,5890298	6,18E-05	0,23001448
t8	48,8940842	6,61E-05	0,27023755
t9	51,3978204	8,10E-05	0,23286835
t10	49,415362	5,44E-05	0,26245728
t11	50,680471	1,74E-06	0,24357506
t12	49,3290779	8,65E-05	0,26374511
t13	51,337579	9,49E-05	0,23376748

Bibliografía

[1] RAZAVI Behezard, *"RF MICOROELECTRONICS",* Pearson Prentice Hall, 2003.

[2] GILMORE Rowan and BESSER Les, *"PRACTICAL RF CIRCUIT DESIGN FOR MODERN WIRELESS SYSTEMS"*, Artech House, Volume 2, 2003.

[3] GILMORE Rowan and BESSER Les, *"PRACTICAL RF CIRCUIT DESIGN FOR MODERN WIRELESS SYSTEMS"*, Artech House, Volume 1, 2003.

[4] MILLER Gary, *"Modern Electronic Communication"*, Prentice Hall, 6th Edition, 1999.

[5] BOYLESTAD, *"ELECTRONICA: TEORIA DE CIRCUITOS"*, Prentice Hall, 6ta Edición, 2002.

[6] NEMER Fauzi, "*DISEÑO E IMPLEMENTACION EN FPGA DE UN SISTEMA ESCALABLE MODULADOR OFDM, COMO*

HERRAMIENTA ACADEMICA E INVESTIGATIVA", Tesis de Grado de la Escuela Superior Politécnica del litoral, 2007.

[7] JACOB Michael, *"APPLICATION AND DESIGN WITH ANALOG INTEGRATED CIRCUITS"*, 3rd Edition, 2000.

[8] MESSEN Daniel, *"ANTENAS"*, Universidad Fermín Toro, Escuela de Ingeniería, Año 2000.

[9] MONOGRAFIAS, *"Espectro Electromagnético"* http://www.monografias.com/trabajos6/ante/ante.shtml#, Diciembre 2008.

[10] MINICIRCUITS, "*DATASHEETS MINICIRCUITS"*, http:www.minicircuits.com/products, Febrero 2009.

[11] HITTITE, *"FRONT-END DATASHEETS"*, http:www.hittite.com/products, Diciembre 2008.

[12] COUDÉ Roger, *"RADIO MOBILE FREEWARE"*, http:www.cplus.org/rmw/rm.html, Enero 2009.