



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO TÉCNICO DE TELECOMUNICACIÓN,
ESPECIALIDAD EN SONIDO E IMAGEN

Título del proyecto:-

DISEÑO Y ANÁLISIS DE UN SISTEMA DE INHIBICIÓN DE FRECUENCIA PORTÁTIL EN UN ENTORNO INALÁMBRICO INTERIOR

Luis Garcia Garcia

Dr. Francisco Javier Falcone Lanas

Pamplona, Fecha de defensa

Índice

Resumen.....	4
Abstract.....	4
Introducción.....	5
Objetivos.....	6
Estado del arte	7
1. Inhibición. Historia y evolución.	8
1.1. Legislación Vigente.....	14
2. Señales inalámbricas	15
2.1. GSM.....	16
2.2. WiFi.....	16
2.3. Bluetooth.....	17
2.4. ZigBee.....	17
2.5. UMTS.....	18
3. Radio propagación.....	19
3.1. Funcionamiento.....	19
3.2. Propiedades.....	20
3.2.1. Reflexión y refracción.....	20
3.2.2. Difracción.....	23
3.3. Análisis.....	25
3.3.1. Modelos empíricos.....	25
3.3.2. Modelo determinista.....	26
3.3.2.1. Trazado de rayos.....	26
Montaje, experiencia y resultados.....	28
1. Primera Aproximación.....	29
1.1. Montaje y problemas.....	29
2. Segunda Aproximación.....	33
2.1. Primera alternativa.....	33
2.2. Segunda alternativa.....	34
3. Resultados de simulación.....	35
3.1. Planos de simulación.....	37
3.2. Retardo Potencia.....	41
3.3. Radiales y SNR.....	45
4. Resultados de Medidas.....	48

5. Resultados de Sistema (PER).....	53
Conclusiones y líneas futuras.....	55
Anexo 1	56
Elementos utilizados en el montaje.....	56
Anexo2.....	59
Especificaciones del VCO.....	59
Anexo 3.....	62
Especificaciones de la mota ZigBee.....	62
Anexo 4.....	64
Radiales del inhibidor y del transmisor ZigBee.....	64
Bibliografía.....	107

Resumen

El uso de sistemas de inhibición se estableció como un medio de defensa ante la posibilidad de robo de información o para la seguridad ciudadana ante dispositivos dañinos. Cada vez se está usando este tipo de dispositivos en la sociedad, sobre todo en edificios públicos. Este es el motivo por el que se va a realizar un estudio de cómo la señal de in inhibidor se comporta dentro de un recinto controlado y como afecta a redes externas de comunicación.

Abstract

The use of systems of inhibition was established as a means of defense against the possibility of theft of information or harmful to public safety devices. It is increasingly common to use such devices in society, especially in public buildings. This is why you are going to conduct a study of how the signal behaves inhibitor in a controlled enclosure and how it affects external networks.

Introducción

Las comunicaciones inalámbricas han tomado una gran importancia en nuestra sociedad, usándose ya en prácticamente todos los aspectos de la vida diaria. Sectores como la televisión, la radio, Internet, comunicaciones, entretenimiento doméstica son claros ejemplos de la relevancia que tienen en nuestras vidas. Cada vez más personas conectan a Internet con su terminal móvil desde cualquier parte del globo, casi la totalidad de los dispositivos se pueden interconectar entre sí mediante Bluetooth u otras tecnologías inalámbricas, redes de sensores que se comunican usando el canal radio para controlar el hogar, y un largo etcétera de aplicaciones más, que actualmente ya no usan cables.

Otro aspecto en el que se le da mucha importancia a las comunicaciones inalámbricas es en el aspecto de la seguridad, tanto militar, como civil, y en los últimos años en lugares enseñanza universidades.

En los dos primeros casos, el uso de los inhibidores es para evitar comunicaciones externas de documentos o interceptar emisiones radioeléctricas que pudieran activar cualquier dispositivo. El en caso de universidades, su uso está estrictamente estipulado para el periodo de exámenes, evitando así la posibilidad de usar todas las posibilidades de copiar que ofrecen las nuevas tecnologías.

Objetivo

El objetivo de este proyecto es el montaje de un inhibidor portátil de alto ancho de banda, analizar su funcionamiento y la realización de medidas en un entorno cerrado con otras comunicaciones externas, en concreto en una red ZigBee.

Estado del arte

1. Inhibición. Historia y evolución.

1.1. Normativa vigente.

2. Señales inalámbricas

2.1. GSM

2.2. WiFi

2.3. Bluetooth

2.4. ZigBee

2.5. UMTS

3. Radio propagación

3.1. Funcionamiento

3.2. Propiedades

3.2.1. Reflexión y refracción

3.3. Análisis

3.3.1. Modelos empíricos

3.3.2. Modelo determinista

3.3.2.1. Trazado de rayos

3.3.2.2. Método de guía de onda

1. Inhibición. Historia y evolución.

Durante la guerra fría, las dos potencias mundiales, Estados Unidos y la URSS, intentaban por todos los medios saber cuál iba a ser el paso del otro. Por ello el espionaje mediante interceptar comunicaciones o con radares en aviones era una de sus opciones.

Para evitar esto, hacia el año 1958 se desarrolló en la base estadounidense de Nuevo Méjico, un dispositivo capaz de simular señales de radar que los aviones emitían para espionaje. El simulador estaba formado por una consola de control, una pantalla de indicación del plano a simular, diversas piezas de RF, fuentes de alimentación y los conectores pertinentes para poder conectar todo el equipo. La pantalla localizada en la parte superior permitía al operador de la simulación supervisar el funcionamiento del radar de banda-L y de banda-S.

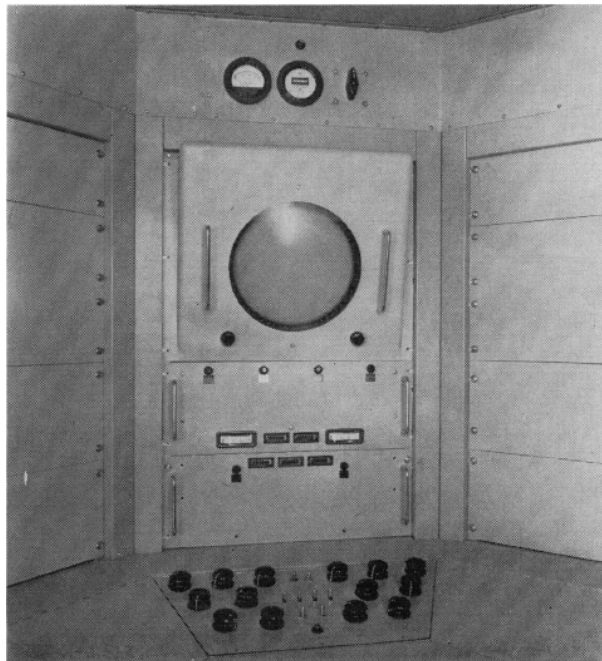


Figura 3.1 Fotografía del inhibidor de la base militar de Nuevo Méjico

Artículo: *The development of a dynamic target and countermeasure simulator*

Fuente: www.ieee.org

Desde aquello, esta tecnología ha evolucionado no solo en tamaño, sino también en eficiencia. Aquella maquina lo único que hacía era simular una señal de radar y anularla. Desde entonces y hasta hace unos años, esa tecnología era, y sigue siendo, puramente de uso militar.

Toda tecnología tiene que tener una forma de control, por eso hay estudios de cómo poder contrarrestar este tipo de emisión. Lei Zhang, Jian Ren y Tongtong Li, en su artículo Jamming Mitigation Techniques based on Message-Driven Frequency Hopping, (AJ-MDFH) nos explican que es posible evitar la inhibición basándose en la técnica de Frecuency Hopping, aunque puede conllevar perdidas serias. Ellos proponen un sistema de conducción de mensajes en saltos de frecuencia cuya idea principal es transmitir una secuencia de identificación junto con el flujo de información. La secuencia de identificación se genera a través de un algoritmo criptográfico cuya solución solo tiene el emisor y el receptor. Luego el receptor es el que se encarga de la detección de la señal efectiva y de su extracción. Este sistema es bastante robusto bajo una fuerte interferencia y puede reducir eficazmente la degradación del rendimiento causada por la interferencia. A continuación mostramos la estructura que tienen el emisor y el receptor.

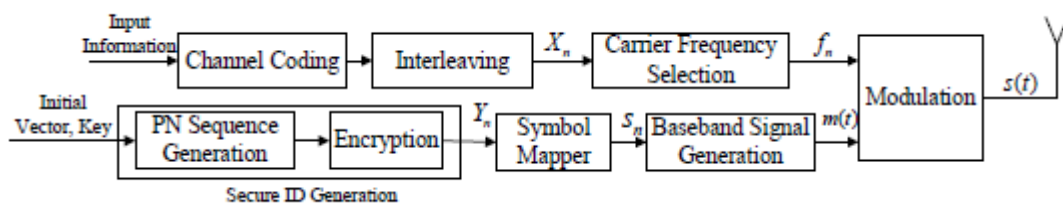


Figura 3.2: Estructura del emisor de AJ-MDFH

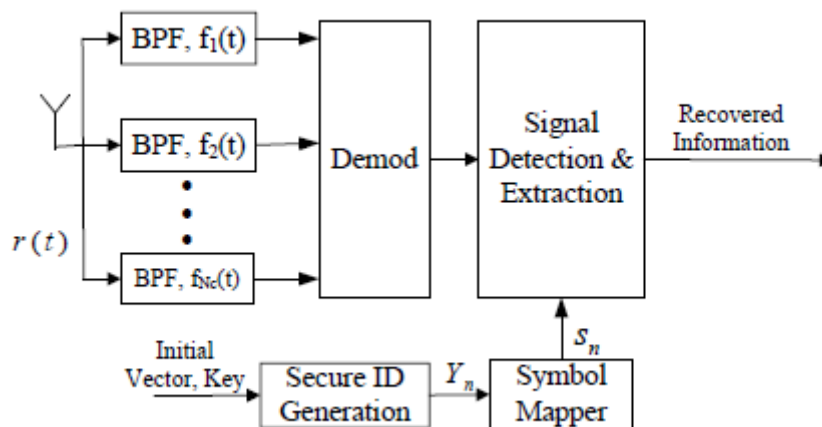


Figura 3.3: Estructura del receptor de AJ-MDFH

Este tipo de emisión se puede extrapolar también a señales multiportadora, Multi-carrier Antijamming Message-Driven Frequency Hopping (MC-AJ-MDFH), de la siguiente manera.

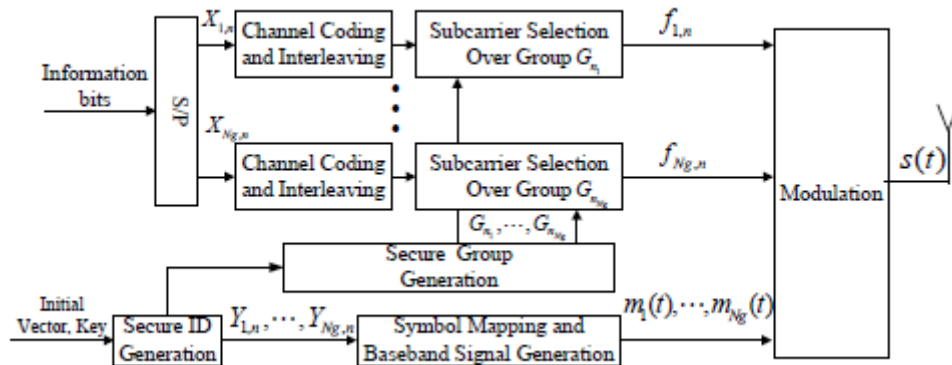


Figura 3.4: Estructura del transmisor MC-AJ-MDFH

En cuanto a tecnología militar podemos encontrar desde maquinas portátiles, figura 3.2, con un ancho de banda desde 850 MHz a 2.4 GHz y un rango de acción de 120 metros.



Figura 3.5 Inhibidor de Frecuencia portátil.

Fuente: www.projammers.com

A incluso inhibidores acoplados a vehículos para convoy, con un ancho de banda desde 20MHz a 3GHz, emitiendo de manera omnidireccional a 1600 Wattios y un rango de acción de aproximadamente 4 kilómetros.



Figura 3.6 Camión blindado con un inhibidor acoplado.

Fuente: <http://www.sesp.com/>

Tiempo después se empezó a instaurar en edificios, ya sean oficinas policiales, parlamentos, ayuntamientos, incluso centros penitenciarios e incluso se están instalando en ciertas universidades. Estos son más pequeños y menos potentes que los usados en tecnología militar.



Figura 3.7 Inhibidor usado en edificios.

Fuente: www.projammers.com

Cada vez la seguridad era más necesaria, llegando al punto en el que incluso los coches oficiales debían llevar inhibidores.



Figura 3.8 Coche con inhibidor incorporado

Fuente: <http://www.sesp.com/>

Como se observa, los inhibidores de de tal tamaño que deben estar colocados en la parte de atrás del coche.



Figura 3.9 Inhibidor dentro de un coche oficial

Fuente: <http://www.sesp.com/>

Como ultimo añadido, se han creado los inhibidores portátiles. Son de uso personal, fáciles de llevar y de operar. Su alcance es mucho más reducido que los inhibidores que pueda haber en edificios o en vehículos oficiales, pero al ser móvil puede colocarse en cualquier sitio.



Figura 3.10 Inhibidor portátil

Fuente: www.projammers.com

1.1 Normativa Vigente.

Según el informe UCSP Nº: 2010/009 sobre Inhibición de Frecuencia, la normativa vigente ante este tipo de dispositivos será la siguiente:

- Directiva de la Comunidad Europea 99/05/CE
- Real Decreto 1890/2000 de 20 de noviembre por el que se aprueba el procedimiento para la evaluación de la conformidad de los aparatos de telecomunicaciones.
- Informe de la Secretaria de Estado de Telecomunicaciones de fecha 28 de diciembre de 2004.
- Título VIII de la Ley 32/2003 de 3 de noviembre, General de Telecomunicaciones.
- Decisión de la Comisión de 6 de abril de 2000 relativa al establecimiento de la clasificación inicial de los equipos radioeléctricos y equipos terminales de telecomunicación y los identificadores asociados.
- Decisión de la Comisión de 26 de julio de 2002 por la que se crea un Grupo de política del espectro radioeléctrico.
- Decisión nº 676/2002/CE del Parlamento Europeo y del Consejo sobre un marco regulador de la política del espectro radioeléctrico en la Comunidad Europea.

La utilización de este tipo de dispositivos incide en el espacio radioeléctrico, al que perturba interrumpiendo la frecuencia e impidiendo la comunicación. Entendiéndose por espectro radioeléctrico, de conformidad con la normativa comunitaria, las ondas radioeléctricas en las frecuencias comprendidas entre las 9 khz y 3000 Ghz. Debemos tener en cuenta que dicho espectro radioeléctrico es definido y marcado por un Grupo de Política del espectro, formado por Altos Representantes ministeriales de los Estados miembros, así como por un Comité del Espectro Radioeléctrico encargado de las medidas técnicas de aplicación, armonización y atribución de las frecuencias de radio.

2. Señales inalámbricas

Lo positivo de las redes inalámbricas no es solo que funcionen sin cables, sino también funcionan cuando ni siquiera podamos ver el punto de acceso al que estamos conectados. Aunque ahora tomamos con normalidad la conexión a través de una vía obstruida, no siempre fue así.

Las primeras redes inalámbricas utilizaban frecuencias de radiación electromagnéticas más bajas, justo por debajo del espectro visible, concretamente la radiación infrarroja. Las redes infrarrojas tenían, y siguen teniendo, una fuerte limitación: se necesita una línea libre de visión entre los transceptores.

Las redes inalámbricas superan el problema de la línea de visión saltando a una frecuencia más alta del espectro electromagnético. Las redes inalámbricas modernas funcionan a 2,4GHz o incluso mayor frecuencia, muy, muy por debajo del espectro de la luz visible. A esa frecuencia, la longitud de onda de las transmisiones es tan pequeña que puede atravesar objetos aparentemente sólidos.

Aunque las redes inalámbricas modernas ofrecen el alcance más alto cuando hay línea de visión, también funcionan perfectamente a distancias cortas en espacios interiores. Algunos obstáculos de interior pueden reducir la calidad de la señal y hacer necesarios ajustar la disposición de la red.

Las tecnologías inalámbricas más importantes son GSM, WiFi, Bluetooth y Zigbee. Las cuales se describen a continuación.

2.1. GSM

La red GSM funciona mediante redes celulares. Es una técnica que fue desarrollada con el fin de incrementar la capacidad disponible para el servicio de telefonía móvil sobre radio.

La esencia de una red celular reside en el uso de múltiples transmisores de baja potencia, del orden de 100W o menos. Dado que el rango de un transmisor de estas características es pequeño, el área debe ser dividida en celdas, cada una de las celdas dispone de su propia antena. A cada celda se le asigna una banda de frecuencias y una estación que le presta servicio, las celdas adyacentes se les asigna distinta de frecuencias, evitando así las interferencias. No obstante, las celdas suficientemente alejadas entre sí pueden emplear la misma banda de frecuencias.

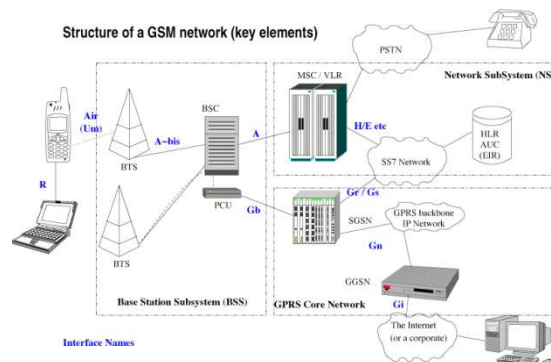


Figura 3.11: Red GSM

2.2. WiFi

El IEEE 802.11b, conocido mas familiarmente con su nombre de marca, Wi-Fi, es una de las redes inalámbricas más extendidas en todo el mundo. En la comunicación se utiliza un enlace directo desde el emisor hasta el receptor, esto conlleva a que puede haber interferencias entre las señales. Para evitarlo se utilizan varios canales de transmisión. La banda de 2.4GHz, la frecuencia a la que se emite la señal de WiFi, tiene 11 canales, de los cuales, el 1, el 6 y el 11 no se solapan entre ellos.

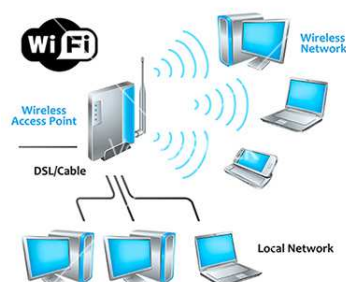


Figura 3.12: Red WiFi

2.3. Bluetooth

Bluetooth es un estándar de red ad hoc de corto alcance que utiliza la banda de 2,4GHz. El alcance de Bluetooth es solo de unos 100 metros, es corto alcance, pero hay que tener en cuenta que estuvo pensado para funcionar a baja potencia para alargar la vida de las baterías de los ordenadores de bolsillo, los móviles y otros tipos de aparatos electrónicos.

2.4. Zigbee

ZigBee es un sistema de transmisión inalámbrica de bajo consumo basado en el Bluetooth. En principio, este tipo de comunicación estuvo pensado sobre todo en la domótica por sus diversas características tecnológicas como su bajo consumo, su topología de red en malla y su fácil fabricación.

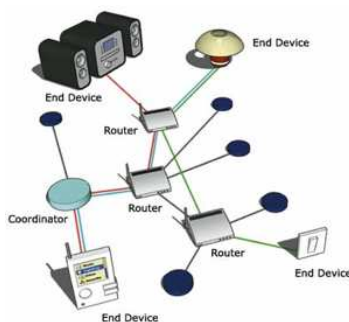


Figura 3.13: red ZigBee

2.5. UMTS

Las siglas UMTS significan *Universal Mobile Telecommunication System* (Sistema Universal de Telecomunicaciones Móvil) es una de las tecnologías usadas en la tercera generación móvil. Es el sucesor directo de GSM y sus capacidades, aparte de la comunicación telefónica, es la multimedia y el uso de internet elevada para terminales móviles.

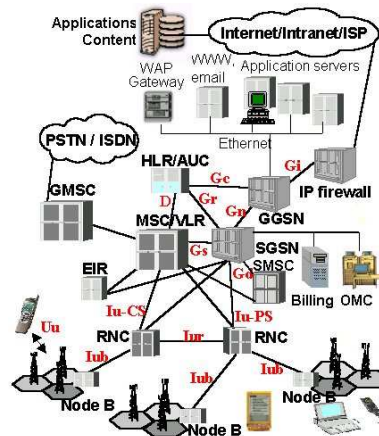


Figura 3.14: Red UMTS

3. Radio propagación

En este apartado hablaremos sobre la radio propagación, su funcionamiento, propiedades y las formas de análisis.

3.1. Funcionamiento

En este apartado hablaremos sobre la radio propagación, su funcionamiento, propiedades y las formas de análisis.

En la radio propagación es necesario que cumpla una norma primordial, la potencia del receptor tiene que ser mayor o igual que la sensibilidad del receptor.

$$P_{RX} \geq SENS_{RX} \quad (\text{Ec. 3.1})$$

Para conseguir la potencia precisa, es necesario realizar un balance de enlace de todos los valores que afectan a la transmisión. Los factores a tener en cuenta son la potencia del transmisor, la ganancia de la antena emisora y de la receptora, y las pérdidas producidas en la antena emisora y receptora y de las pérdidas producidas por la propagación en el medio.

$$P_{RX} = P_{Tx} - L_{Tx} + G_{Tx} - L_{prop} + G_{Rx} - L_{Rx} \quad (\text{Ec. 3.2})$$

El valor de pérdida por el medio de propagación es el valor que se debe analizar, el resto de valores se conocen.

3.2. Propiedades

En un sistema de comunicaciones real la señal llega al receptor de manera simultánea por múltiples caminos diferentes, creando lo que se conoce como el fenómeno de multitrayecto.

Estas ondas se combinan vectorialmente creando la señal resultante, cuya variación depende de la distribución de las fases de las ondas incidentes. Las variaciones de la amplitud de esta señal se conoce como efecto *fading*. Este fenómeno depende tanto de la localización de los obstáculos estáticos, como de los que están en movimiento (*efecto Doppler*). Por este motivo, se puede hablar de las variaciones en el espacio, tiempo y frecuencia de los campos electromagnéticos para diferentes entornos.

3.2.1. Reflexión y refracción

Las ecuaciones de Maxwell describen los campos electromagnéticos en un medio continuo, pero cuando una onda electromagnética que se propaga por un medio y llega al plano que separa este medio $(\epsilon_1, \mu_1, \theta_1)$ de otro diferente $(\epsilon_2, \mu_2, \theta_2)$ es necesario recurrir a las condiciones de contorno para resolver el problema.

- Los componentes tangenciales del campo eléctrico \vec{E} son continuos en la superficie de separación entre los medios $\Rightarrow E_{\tau 1} = E_{\tau 2}$
- Los componentes normales del campo eléctrico \vec{E} no son continuos en la superficie de separación entre los medios $\Rightarrow \epsilon_1 E_{n1} - \epsilon_2 E_{n2} = \rho$
- Si $\sigma_2 = \infty$ el campo eléctrico en el medio 2 es cero $\Rightarrow E_{\tau 1} = E_{\tau 2} = E_{n2} = 0$ y $E_{n1} = \frac{\rho_s}{\epsilon_1}$
- Los componentes normales y tangenciales del campo magnético \vec{H} no son continuos en la superficie separada entre los medios. $\mu_{\tau 1} E_{n1} = \mu_{\tau 2} E_{n2} = E_{n2} = 0$ y $H_{\tau 1} - H_{\tau 2} = J_s$ donde $J_s [A/m]$ es la densidad superficial de corriente.
- Si $\sigma_2 = \infty$ el campo eléctrico en el medio 2 es cero $\Rightarrow H_{\tau 1} = H_{n1} = E_{n2} = 0$ y $H_{\tau 1} = J_s$
- Si no existe una densidad superficial de corriente en la interfaz $J_s = 0$ los componentes tangenciales del H son continuos en el medio $\Rightarrow H_{\tau 1} = H_{\tau 2}$

Cuando una onda electromagnética plana llega al plano que separa dos medios diferentes $(\epsilon_1, \mu_1, \theta_1)$ y $(\epsilon_2, \mu_2, \theta_2)$ se divide en dos ondas electromagnéticas diferentes, la onda transmitida y la reflejada. Por simplicidad, en esta sección se consideran medios dieléctricos sin pérdidas ni magnéticos $(\sigma_1 = \sigma_2 = 0)$ y $(\mu_1 = \mu_2 = \mu_0)$.

Estas ondas transmitidas (refracción) y reflejada (reflexión) siguen las leyes de la reflexión (ecuación 3.3) y la transmitida (ecuación 3.4), que dictan las relaciones entre los ángulos de la onda incidente (ψ_i) , reflejada (ψ_r) y transmitida (ψ_t) respecto de la normal del punto de impacto en el plano de incidencia.

Ley de Reflexión

$$(\psi_r = \psi_i) \text{ (Ec. 3.3)}$$

Ley de Transmisión

$$\frac{\sin(\psi_i)}{\sin(\psi_t)} = \frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{n_2}{n_1} = n_{21} \text{ (Ec. 3.4)}$$

Donde,

- $\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} = \beta_0 n_1$ Constante de fase del medio 1.
- $\beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2} = \beta_0 n_2$ Constante de fase del medio 2.
- $n_1 = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_0}}$ Índice de refracción del medio 1.
- $n_2 = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_0}}$ Índice de refracción del medio 2.
- $n_{21} = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}}$ Índice de refracción relativo.
- $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ Constante de fase del espacio libre.

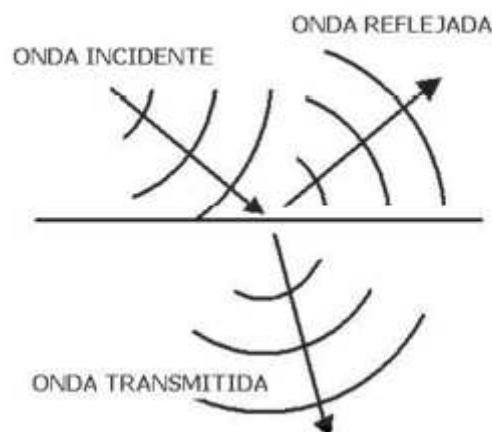


Figura 3.15: Refracción y Reflexión de una onda incidente

Además de los ángulos (ψ_i, ψ_r, ψ_t) es necesario calcular las relaciones entre el campo incidente, reflejado y transmitido. Esta relación se mide mediante dos parámetros, el coeficiente de reflexión $R = E_r/E_i = |R|e^{j\psi_r}$ y el coeficiente de transmisión $T = E_t/E_i = |T|e^{j\psi_t}$.

$$T = E_t/E_i = |T|e^{j\psi_t}$$

Se define el plano de incidencia como el plano formado por el vector unitario normal a la superficie de separación entre los dos medios y el vector de dirección de incidencia de la onda.

Si se descompone la polarización de la onda en el plano al plano de incidencia y en el plano perpendicular al mismo, se pueden calcular los coeficientes de reflexión y transmisión de la onda con polarización perpendicular al plano de incidencia (R^\perp, T^\perp) sabiendo que $\eta_1 = \eta_0/\eta_1$ y $\eta_2 = \eta_0/\eta_2$.

$$R^\perp = \frac{E_r^\perp}{E_i^\perp} = \frac{\eta_2 \cos(\psi_i) - \eta_1 \cos(\psi_t)}{\eta_2 \cos(\psi_i) + \eta_1 \cos(\psi_t)} \quad (\text{Ec. 3.5})$$

$$T^\perp = \frac{E_t^\perp}{E_i^\perp} = \frac{2\eta_2 \cos(\psi_i)}{\eta_2 \cos(\psi_i) + \eta_1 \cos(\psi_t)} \quad (\text{Ec. 3.6})$$

Y los coeficientes de reflexión y transmisión de la onda polarizada al plano de incidencia (R^\parallel, T^\parallel) como

$$R^\parallel = \frac{E_r^\parallel}{E_i^\parallel} = \frac{\eta_2 \cos(\psi_i) - \eta_1 \cos(\psi_t)}{\eta_2 \cos(\psi_i) + \eta_1 \cos(\psi_t)} \quad (\text{Ec. 3.7})$$

$$T^\parallel = \frac{E_t^\parallel}{E_i^\parallel} = \frac{2\eta_2 \cos(\psi_i)}{\eta_2 \cos(\psi_i) + \eta_1 \cos(\psi_t)} \quad (\text{Ec. 3.8})$$

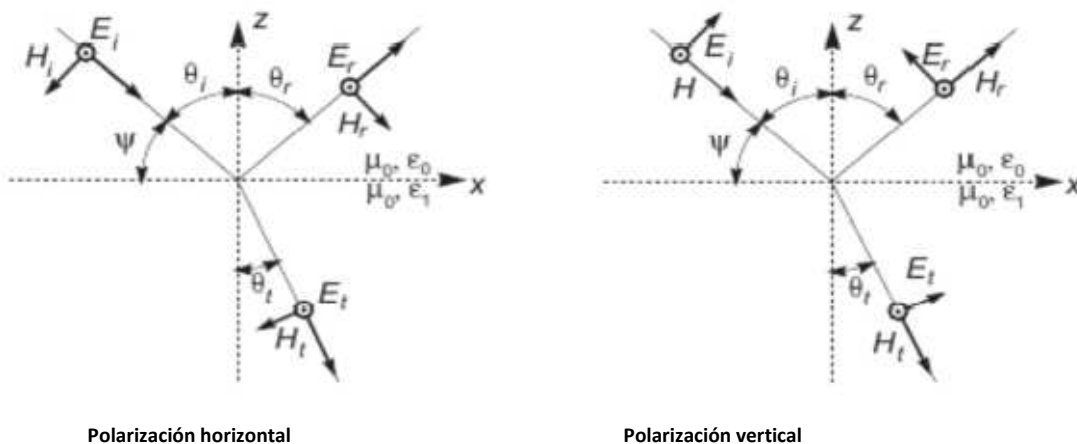


Figura 3.16: Incidencia de una onda plana en un medio dieléctrico

3.2.2. Difracción

La difracción es uno de los fenómenos electromagnéticos que hacen posible recibir señal en el receptor cuando existe un obstáculo que impide la visión directa entre el emisor y el receptor. Este fenómeno se puede explicar gracias al principio de Huygens, que enuncia que cada punto de frente de ondas se comporta como una nueva fuente de ondas esféricas que se extienden en todas las direcciones del espacio (*figura 3.3*). De esta manera, aun cuando dos transceptores no tienen visión directa, la señal de uno llega al otro.

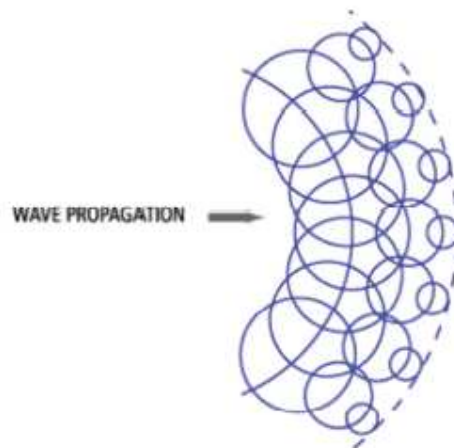


Figura 3.17: Principio de Huygens

Fresnel completó el principio de Huygens teniendo en cuenta la periodicidad de las ondas en el espacio y en el tiempo, su interferencia mutua y la polarización de estas. Según Fresnel, el frente de onda toma un significado físico como una superficie donde las ondas secundarias con unas ciertas amplitudes y direcciones se interfieren. El Principio de Huygens modificado y perfeccionado por Fresnel toma el nombre de Principio de Huygens-Fresnel y es un método fundamental para solucionar problemas de difracción.

Para definir las zonas de Fresnel se parte de dos antenas isótropas separadas una distancia R . A una distancia d_1 de la antena transmisora se encuentra un obstáculo, y en ese punto se define un plano P perpendicular a la línea que une ambas antenas.

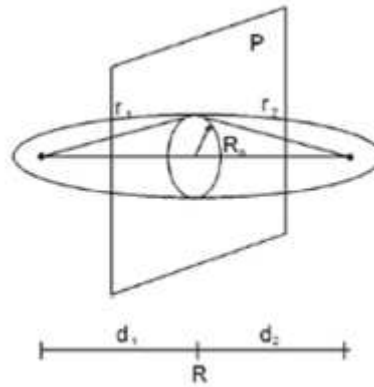


Figura 3.18: Definición de las zonas de Fresnel

Se definen las zonas de Fresnel como aquellos puntos del espacio que cumplen la siguiente ecuación:

$$(r_1 + r_2) - R = n\lambda/2; n=1,2,\dots \quad (\text{Ec. 3.9})$$

Cada n es una zona de Fresnel. Estas zonas son elipsoides de revolución cuyo eje más grande tiene una longitud de $R + n\lambda/2$. La intersección de las zonas de Fresnel con el plano P son circunferencias cuyo radio puede calcularse cuando este sea mucho menor que d_1 y d_2 como:

$$R_n = \sqrt{n\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (\text{Ec. 3.10})$$

Si se aplica el principio de Huygens a estos círculos, el campo sobre la antena receptora puede formarse como la superposición de fuentes elementales de ondas esféricas situadas en el plano P , radiando cada una de estas fuentes con un desfase que depende de la distancia r_1 . A estas fuentes se les llama fuentes secundarias.

A partir de la definición de zonas de Fresnel, se puede ver que los campos producidos por las fuentes equivalentes de Huygens situadas en la zona 1 ($n=1$) se sumarán en la antena receptora con una fase inferior a 180° , mientras que la contribución de las fuentes 2 y 3 se anulan mutuamente, al igual que las contribuciones de las zonas 4 y 5, 6 y 7, etc. De esta forma, se puede ver que si se sitúa un plano conductor en P con un orificio de radio R_1 la potencia recibida por el receptor no disminuirá de forma apreciable. Por tanto, el radio de la primera zona Fresnel permite definir la condición de visibilidad entre antenas, de forma que mientras no exista un obstáculo dentro de la primera zona de Fresnel se considera que la trayectoria no ha sido obstruida. Por el contrario, cuando el obstáculo se encuentra dentro de la primera zona de Fresnel existirá una disminución apreciable de la potencia recibida, por lo que se considera que la trayectoria ha sido obstruida y deberá considerarse el efecto de la difracción.

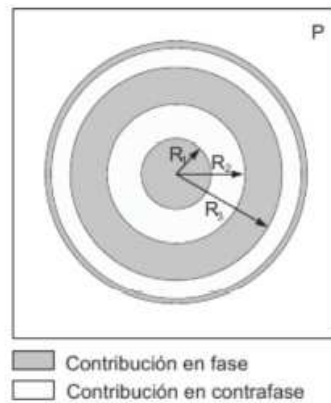


Figura 3.19: Fase del campo producido por las fuentes secundarias sobre el receptor

3.3. Métodos de análisis

Ya que en este proyecto que quiere analizar el funcionamiento de un inhibidor de frecuencia en un entorno cerrado, primero conoceremos los métodos de análisis que tenemos para su realización.

3.3.1. Modelos empíricos

Los métodos empíricos proporcionan una estimación rápida de la pérdida básica de propagación, o de la intensidad de campo en cualquier punto en torno a un transmisor. Estos métodos son rápidos y sencillos, pero poco exactos. La media cuadrática del error entre el valor estimado por estos métodos y el valor medio puede ser del orden de 10 a 14 dB.

En este apartado se presentarán algunos de los métodos más utilizados, El modelo de Okumura-Hata y el COST-231

El modelo de Hata es una fórmula para las gráficas de pérdidas en espacio libre de Okumura y es válida para el mismo rango de frecuencias (150-1500MHz). La fórmula para modelar las pérdidas en espacio libre en entornos urbanos del modelo de Hata es.

$$P_{Lurb}(d)dB = 69,55 + 26,16 \log_{10}(f_c) - 13,82 \log_{10}(h_t) - a(h_r) + (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_t)) \log_{10}(d)$$

Los parámetros de este modelo son los mismos que en el modelo de Okumura. $a(h_r)$ es un factor de corrección para la antena del móvil basado en el tamaño del área de cobertura. Para ciudades pequeñas, este factor viene dado por:

$$a(h_r) = (1,1 \log_{10}(f_c) - 0,7)h_r - (1,56 \log_{10}(f_c) - 0,8)dB$$

El modelo de Hata fue extendido por la EURO-COST para frecuencias de 2GHz.

$$P_{Lurb}(d)dB = 46,3 + 33,9 \log_{10}(f_c) - 13,82 \log_{10}(h_t) - a(h_r) \\ + (44,9 - 6,55 \log_{10}(h_t)) \log_{10}(d) + CM$$

Donde $a(h_r)$ es igual que en los modelos Hata y Okumura, y CM es 0 dB para ciudades de tamaño medio y suburbios, y 3 dB para zonas metropolitanas. Este modelo se conoce como la extensión de Hata COST-231 y se puede usar cuando:

- $1,5GHz < f_c < 2GHz$
- $30m < h_t < 200m$
- $1m < h_r < 10m$
- $1Km < d < 20Km$

3.3.2. Métodos deterministas

3.3.2.1. Trazado de rayos

Modelos analíticos o deterministas. Están basados en las leyes físicas y en la geometría concreta del entorno. Requieren gran cantidad de datos relativos al escenario tales como localización de objetos y las características físicas de los mismos, por ello, estos métodos requieren de un mayor coste computacional, pero son mucho más exactos. Estos modelos se pueden dividir en dos grandes grupos:

-Modelos de **trazado de rayos**.

-Modelos basados en el **cálculo numérico** de los campos electromagnéticos con las ecuaciones de Maxwell.

Los modelos de trazado de rayos, aun siendo muchísimo más exactos que los modelos estadísticos, son menos precisos que los modelos basados en el cálculo numérico, pero exigen una complejidad computacional mucho menor.

Algunas de las características del trazado de rayos en tres dimensiones son:

1. Recreación de una propagación multitrayecto realista.
2. Modelado en tres dimensiones de todo tipo de entornos complejos con habitaciones, múltiples plantas, múltiples edificios con diferentes formas y tamaños.
3. Caracterización y modelado de cualquier tipo de objeto mediante su forma tridimensional y su constante dieléctrica.
4. Caracterización de objetos o personas en movimiento.
5. Implementación de los fenómenos de la difracción, refracción, reflexión y scattering.
6. Cálculo de las interacciones entre los rayos y los objetos teniendo en cuenta la polarización de la onda.
7. Modelado de cualquier tipo de antena transmisora o receptora.
8. Duración de la simulación de un rayo determinado caracterizable mediante número de rebotes, retardo máximo, magnitud de campo eléctrico mínimo, etc.

El procedimiento básico en un método de trazado de rayos es el algoritmo de lanzamiento de rayos. En primer lugar, un rayo es lanzado desde la antena de transmisión, después, el rayo es trazado para ver si choca con algún objeto o con la antena receptora.

Cuando el rayo es interceptado por un objeto, sucede alguno de los fenómenos de propagación como la reflexión, la transmisión, la difracción o el scattering dependiendo de la geometría y las propiedades eléctricas del objeto. Cuando un rayo es recibido por una antena, el campo eléctrico asociado a ese rayo es calculado.

Este método ha sido utilizado para múltiples caracterizaciones del canal radio en diversos entornos.

Montaje, Experiencia y Resultados.

1. Primera Aproximación

1.1 Montaje y problemas

2. Segunda Aproximación

2.1. Primera alternativa

2.2. Segunda alternativa

3. Resultados de simulación

3.1. Planos de simulación

3.2. Retardo Potencia

4. Resultados de Medidas

5. Resultados de Sistema (PER)

1. Primera Aproximación.

Para la realización de este proyecto primero se debían tener unos conocimientos básicos sobre funcionamiento e historia de la inhibición de frecuencia.

Una vez obtenidos los conocimientos, el paso siguiente es el familiarizarse con el proyecto y saber cómo se debe proceder a su realización. Para ello era necesario revisar la página web encontrada (<http://www.ladyada.net/make/wavebubble>) donde se detallaba el plano de las placas, la lista de materiales y el montaje por partes.

1.1. Montaje y problemas

Antes de comenzar con esta parte fue necesario hacer un pedido de todos los diversos materiales necesarios para poder hacerlo. Los materiales fueron resistencias, condensadores, alguna bobina, varios circuitos integrados (IC), un micro controlador y 2 fuentes de voltaje controladas (VCOs). Estos últimos son los que emiten la señal en radio frecuencia.

Una vez obtenidos todos los materiales, el siguiente paso es saber cómo soldar todos y cada uno de los componentes. Para ello el primero se debe aplicar una capa de estaño en todas las zonas de la placa donde se debe soldar un componente.

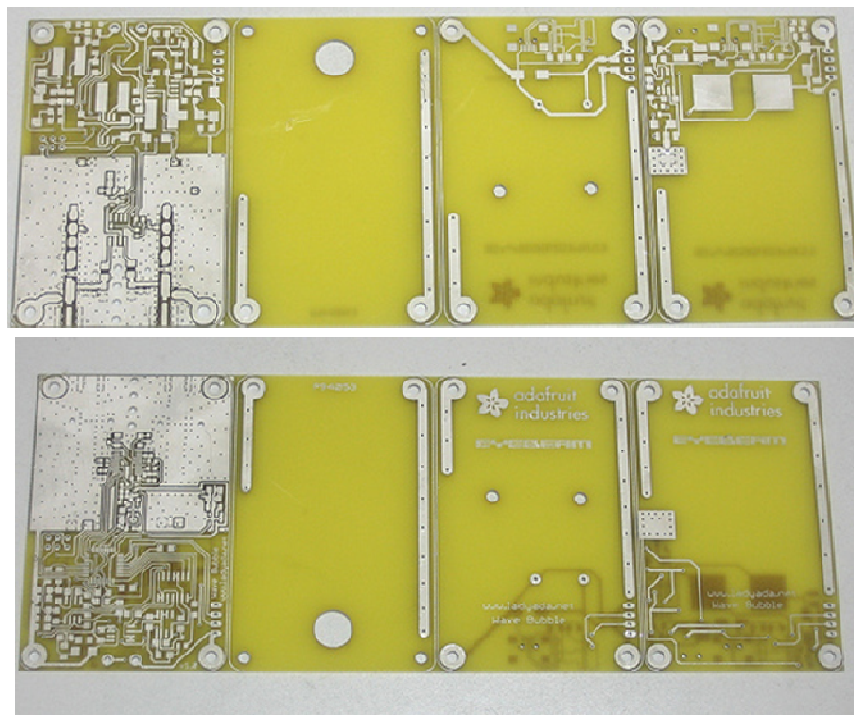


Figura 4.1: Parte superior e inferior de las placas

El motivo por el cual se aplica la capa de estaño en primer lugar, es para que más adelante, cuando se empiecen a soldar los componentes, suelden bien y no se caigan. Para ello, utilizaremos un estañador con una punta fina para poder aplicarlo en las zonas más pequeñas y así no aplicar una gran cantidad. Una vez aplicado en todas las zonas requeridas de la placa, se procede a retirar el estaño sobrante. Para ello se utiliza un aspirador de estaño, retirando solo la capa sobrante y dejando una fina capa del metal fundida en la placa. La placa esta lista para que podamos empezar a colocar los componentes.

En este punto se plantea el primer problema, ordenar cada componente por zona de montaje, pudiendo así seguir un orden para soldar y no colocar partes donde no deben. Según el componente que sea tiene un código específico para saber cuál es, las resistencias R, los condensadores C, las bobinas L y los circuitos integrados IC. Las figuras 4.2 y 4.3 indican en qué posición va cada uno de los componentes a soldar

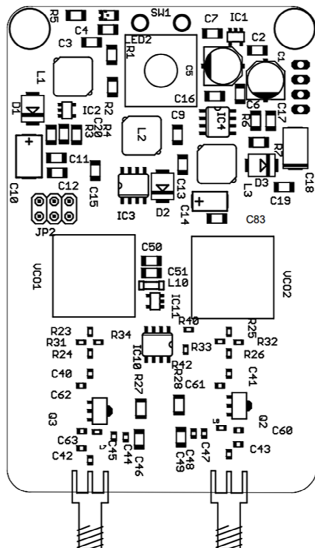


Figura 4.2: Mapa de montaje superior de la placa

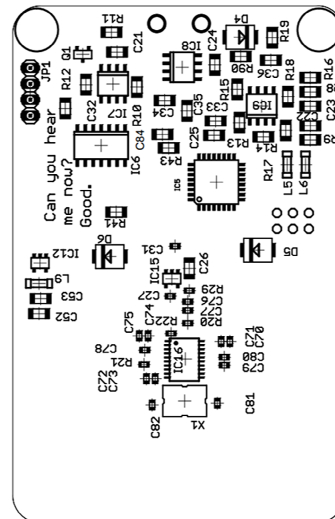


Figura 4.3: Mapa de montaje inferior de la placa

Una vez ordenada cada cosa en su lugar, comenzamos a soldar los componentes de lo que yo he considerado sea la parte superior de la placa. Al no tener experiencia en soldaduras tan pequeñas es preferible comenzar por los componentes más grandes, y así obtener algo de práctica para los componentes más delicados y más pequeños, y siguiendo la guía de montaje por zonas que especifica el sitio web.

Una vez acabado la mayor parte de los componentes más grandes, fue turno de soldar los circuitos integrados y demás componentes pequeños. Aquí es donde ocurrieron varios problemas, uno de ellos fue el soldar las patillas de algún componente al revés, es decir, girado 180° o que algún componente no estaba bien soldado y se desprendió.

La solución a esos problemas fue sencilla, volver a soldar los componentes desprendidos, y desoldar con delicadeza los componentes mal soldados y volver a soldar.

Esto hizo aparecer un problema con una solución más complicada, al desoldar uno de los circuitos integrados se desprendió con él la capa de estaño y el dibujo de la placa. Esto planteaba diversas soluciones, la primera fue el imprimir de nuevo la placa y mover los componentes de una a otra. La otra opción barajada fue la de reparar la placa rehaciendo el dibujo perdido, para ello se utilizó una pintura conductora de plata. Con ello se pudo volver a soldar los componentes en las zonas que se perdieron.

Una vez colocados todos los componentes, el resultado es el siguiente:

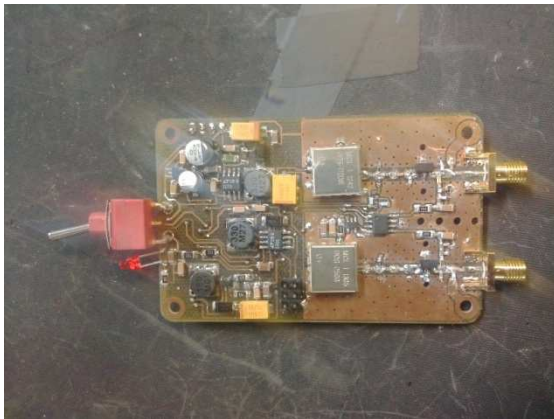


Figura 4.4: Parte superior de la placa

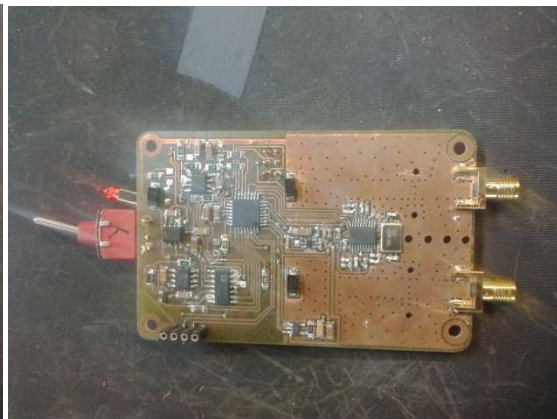


Figura 4.5: Parte inferior de la placa

Esto lleva al siguiente paso en la construcción de nuestro inhibidor portátil, la alimentación. Se utilizó una fuente de alimentación que podía simular el voltaje de la batería que se usaría al final.

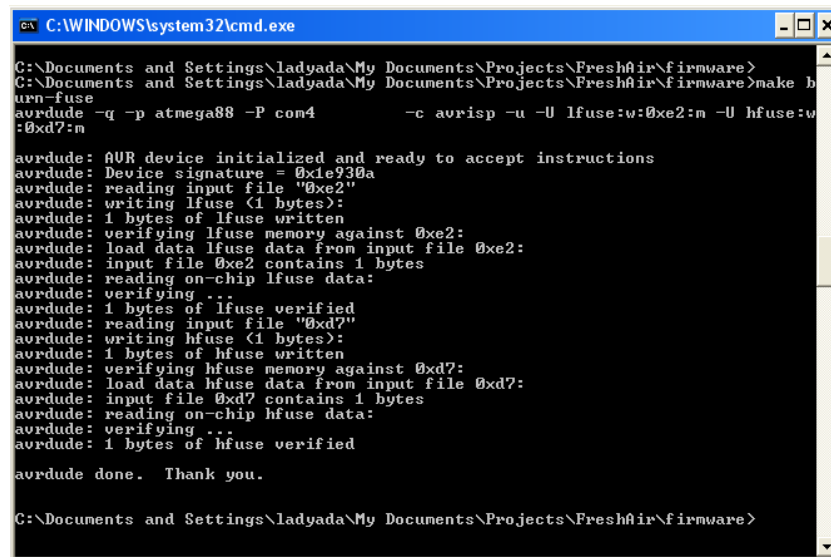
Tras revisar que todo estuviera correcto se procedió a conectar todo, la corriente no circula por el circuito. Toca revisar de nuevo todos y cada uno de las conexiones entre componentes. Tras dar varias vueltas revisando el circuito, el problema no estaba ahí, el interruptor usado no funcionaba. Una vez cambiado, se conectó de nuevo, esta vez sí funcionaba el circuito.

Comprobado que el circuito funciona es momento de realizar la programación en el micro procesador. Para ello, utilizamos un conversor AVR de 6 pines a USB que conectamos de la placa al ordenador. Para realizar esta programación no se necesita ningún programa específico, únicamente un firmware e introducir los comandos en la consola del sistema operativo, tanto en la de MSDOS como en la consola de Linux, el siguiente comando:

->Make burn-fuse

->Avrdude -q -p atmega88 -P com4 -c avrisp -u -U lfuse:w:0xe2:m -U hfuse:w:0xd7:m

El resultado se muestra en la figura 4.6 a continuación:



```
C:\WINDOWS\system32\cmd.exe
C:\Documents and Settings\ladyada\My Documents\Projects\FreshAir\firmware>
C:\Documents and Settings\ladyada\My Documents\Projects\FreshAir\firmware>make burn-fuse
avrdude -q -p atmega88 -P com4 -c avrisp -u -U lfuse:w:0xe2:m -U hfuse:w:0xd7:m
avrdude: AVR device initialized and ready to accept instructions
avrdude: Device signature = 0x1e930a
avrdude: reading input file "0xe2"
avrdude: writing lfuse (1 bytes):
avrdude: 1 bytes of lfuse written
avrdude: verifying lfuse memory against 0xe2:
avrdude: load data lfuse data from input file 0xe2:
avrdude: input file 0xe2 contains 1 bytes
avrdude: reading on-chip lfuse data:
avrdude: verifying ...
avrdude: 1 bytes of lfuse verified
avrdude: reading input file "0xd7"
avrdude: writing hfuse (1 bytes):
avrdude: 1 bytes of hfuse written
avrdude: verifying hfuse memory against 0xd7:
avrdude: load data hfuse data from input file 0xd7:
avrdude: input file 0xd7 contains 1 bytes
avrdude: reading on-chip hfuse data:
avrdude: verifying ...
avrdude: 1 bytes of hfuse verified
avrdude done. Thank you.
C:\Documents and Settings\ladyada\My Documents\Projects\FreshAir\firmware>
```

Figura 4.6: Programación del micro controlador.

Esto es lo que el programa debería realizar, pero en nuestro caso no funciona. Se busco ayuda en el sitio web, se hablo con el creador del diseño pero no hubo solución. Después de no encontrar solución a ello, ya que pedir otro micro controlador era retrasar el montaje 3 semanas (el periodo de envío), se intento probar alimentando la placa y conectando la salida a un analizador de espectros. Tampoco hubo una respuesta desde la placa, en el analizador de espectro solo salía la señal de ruido propia de la maquina.

2. Segunda Aproximación

2.1. Primera alternativa.

Al no funcionar la placa al completo, se decidió realizar el estudio sobre la inhibición solo con las fuentes controladas de voltaje (VCOs), acopladas a un circuito de alimentación por el que entraba, la señal de alimentación y la señal de control para variar la frecuencia emitida.

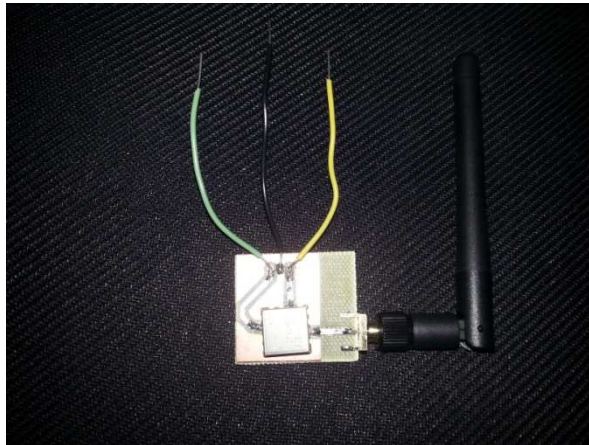


Figura 4.7: Circuito con el primer VCO

De esta manera se pudo observar la señal que el VCO emite para realizar el fenómeno de inhibición. El problema que tenía esto es que la señal emitida tenía muy poca potencia y la variación en el espectro era ínfima comparada con el rango de trabajo teórico. Básicamente, si se variaba el voltaje de control de la frecuencia de 2,4 GHz, la señal se mezclaba con el ruido y desaparecía.

2.2. Segunda alternativa

Con los primeros VCOs no se pudo realizar ninguna medición, por lo que se tomo la determinación de comprar otros nuevos, más potentes y más fáciles de conectar. Estos últimos tienen 2 bornes, uno para alimentación y otro de control, y la salida de la antena con un conector sma macho.

Esta fue la solución final, con estos últimos VCOs, se pudieron realizar las medidas de inhibición.



Figura 4.8: VCO usado en las mediciones

3. Resultados de la Simulación

Antes de realizar las mediciones en el entorno, primero se realizaron simulaciones de la emisión, simulando una antena ZigBee (2,41GHz) y la potencia de inhibición a frecuencia de 2,4GHZ y 900MHZ.

En la simulación, para ser más precisos, el programa usado nos permite dividir la sala en la que se simula en cubos del tamaño que se quiera y así, obtener un resultado mejor. En nuestro caso la sala se ha dividido en cubos de 30cm de arista.

La sala en la que se realizaron tanto las simulaciones como las medidas es la representada en las figuras 4.7 y 4.8

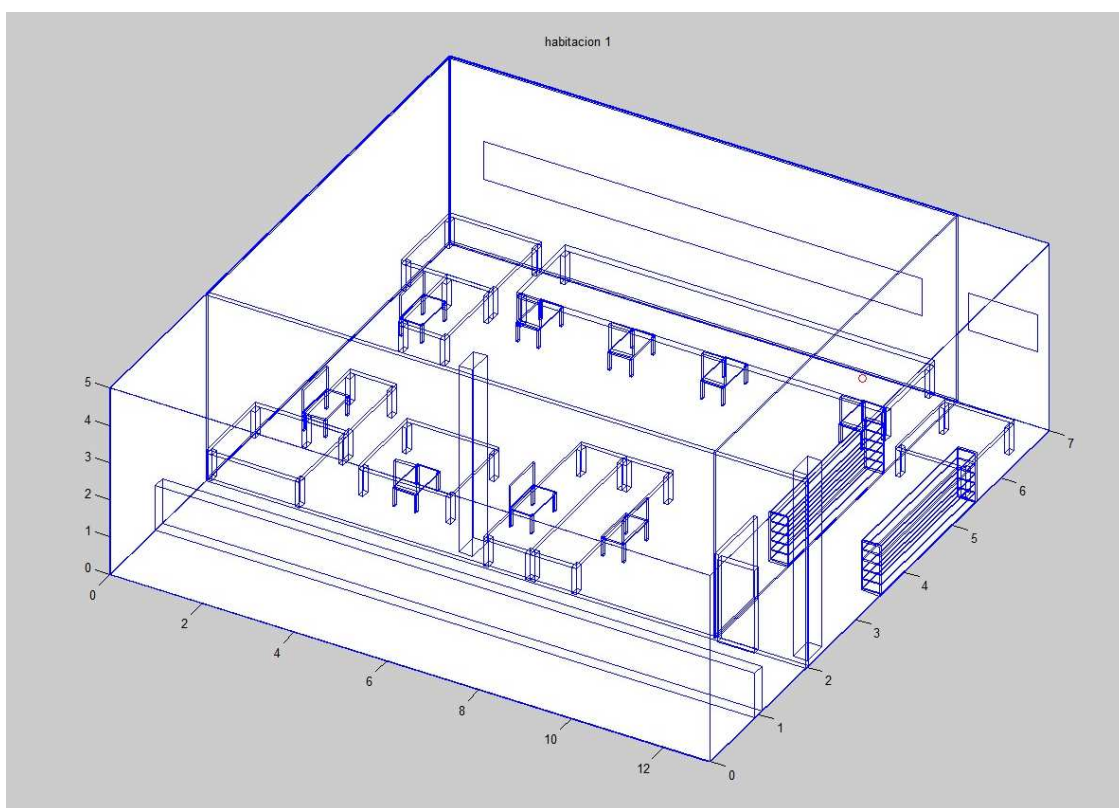


Figura 4.9: representación 3D del laboratorio.

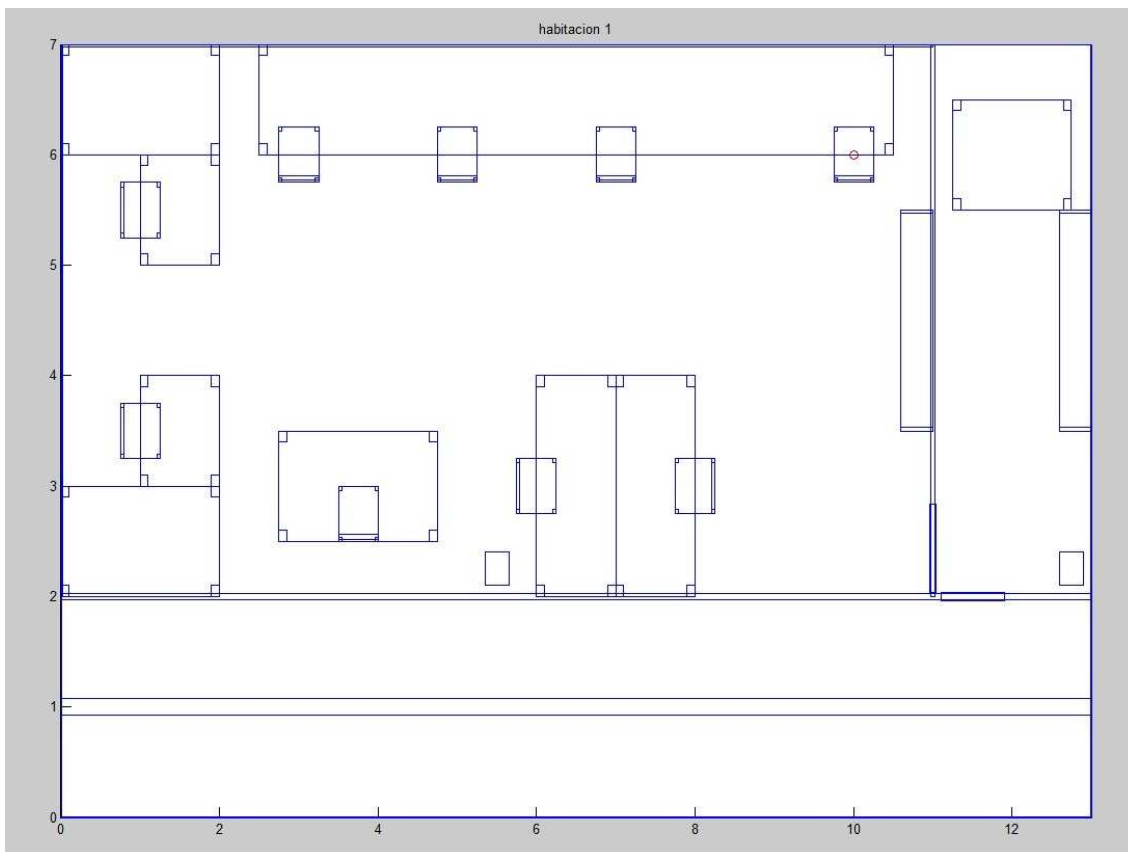
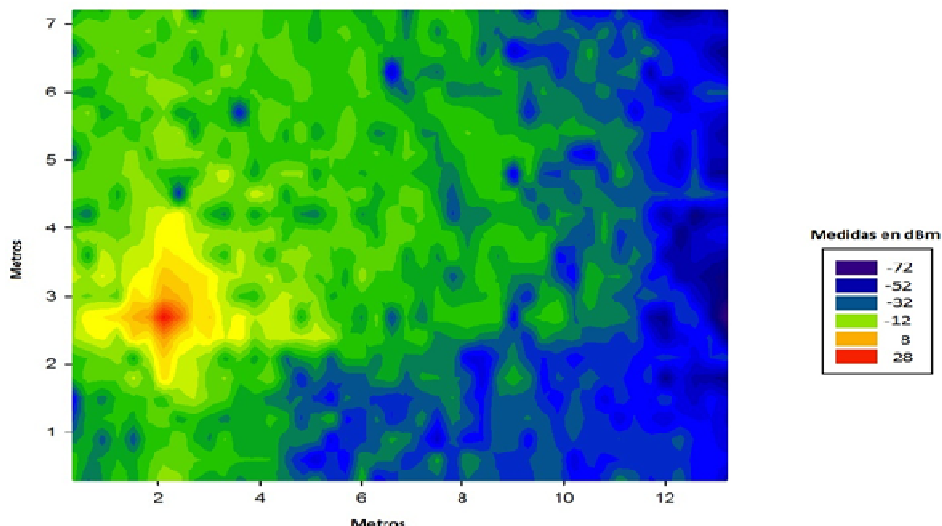


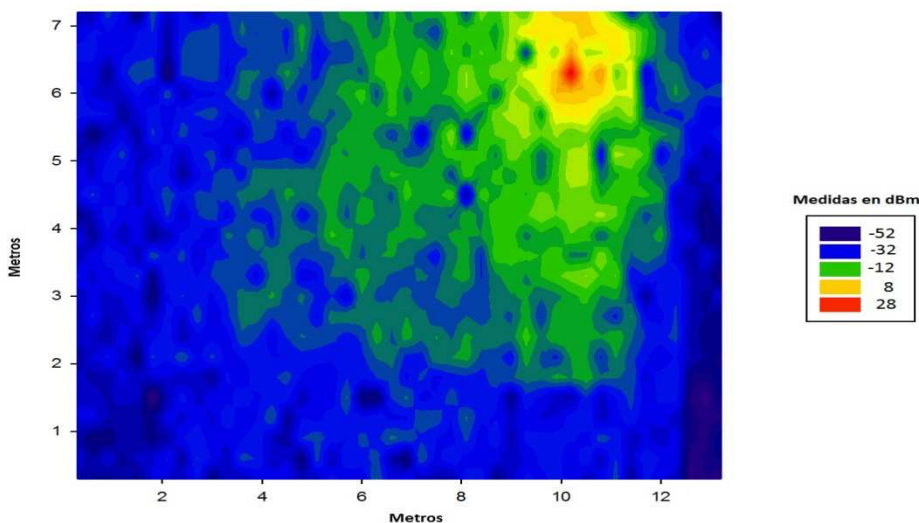
Figura 4.10: Vista en planta del laboratorio.

3.1. Planos de simulación

Este laboratorio tiene unas medidas de 7 metros de ancho, 13 de largo y 4,5 metros de alto. Se hicieron 3 simulaciones en posiciones distintas para ver cómo reaccionaba la sala a la radiación de una antena a 2.4GHz.



4. Figura 4.11: radiación de la antena en la posición (2,2.5,1.5)



5. Figura 4.12: Radiación de la antena en la posición (10,6,1.5)

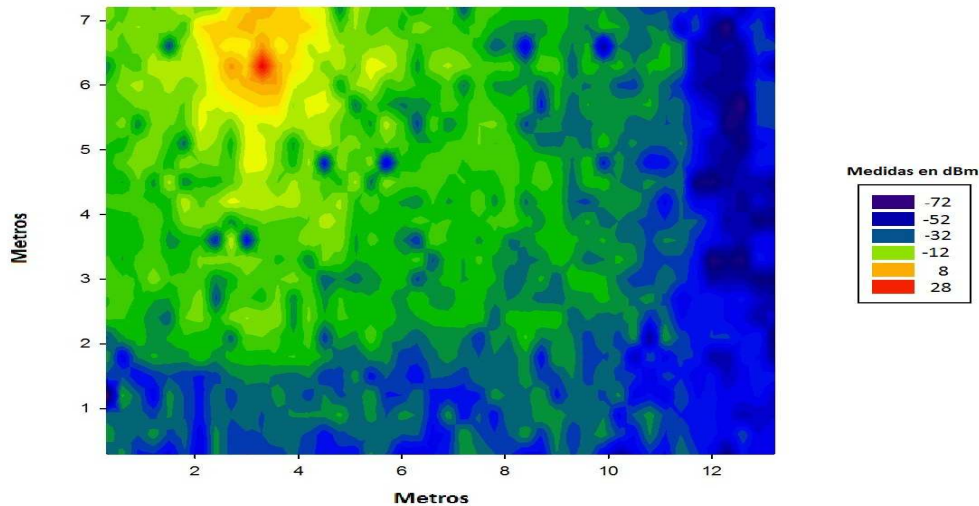


Figura 4.13: Radiación de la antena en la posición (3,6,1.5)

Como se puede observar en las imágenes, la figura 4.11, es la posición en la señal se propaga mejor, esto puede ser por no tener muchos obstáculos cerca, o porque la reflexión de la onda produce una señal constructiva, aumentando así la potencia en ese punto.

En cambio, en la figura 4.10 vemos una señal mucho más débil en el espacio. Esto puede ser producido por efecto contrario que el caso anterior. Las ondas reflejadas pueden tener un efecto destructivo reduciendo la potencia en esos puntos.

Esto no quiere decir que la señal solo llega hasta los puntos representados, estas representaciones solo son a la altura de 1.5 metros del suelo, y se tienen en cuenta la señal reflejada. En otros cortes, más arriba o más abajo de la antena la potencia puede ser mayor o menor que en este plano.

Los puntos que tomaremos para realizar las mediciones reales son los representados en las figuras 4.9 (antena inhibidora) y 4.10 (antena ZigBee emisora). La antena de ZigBee receptora se irá desplazando por el espacio a distintas posiciones para ver el efecto de la inhibición según la distancia.

Ahora se mostraran representaciones en 3D del punto de emisión del transmisor y del inhibidor.

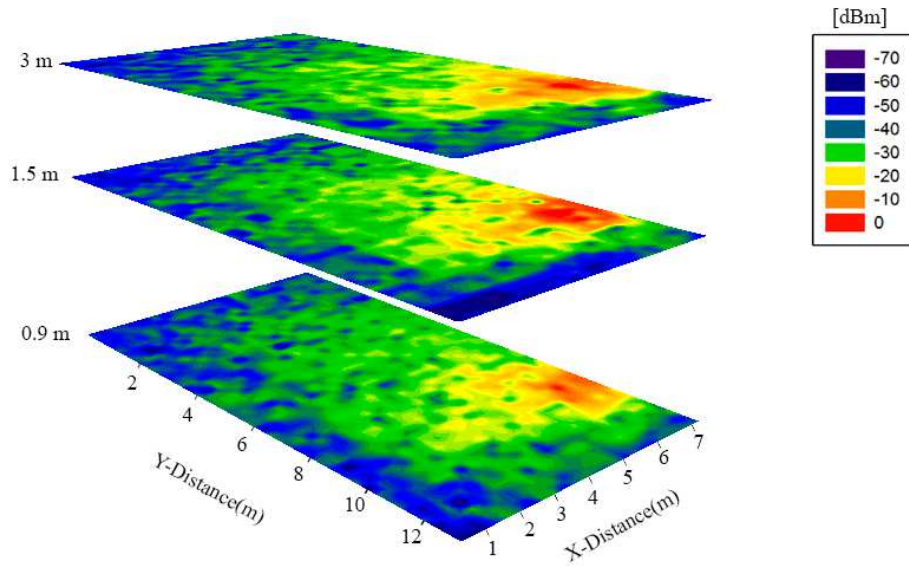


Figura 4.14: Plano 3D de la señal del transmisor

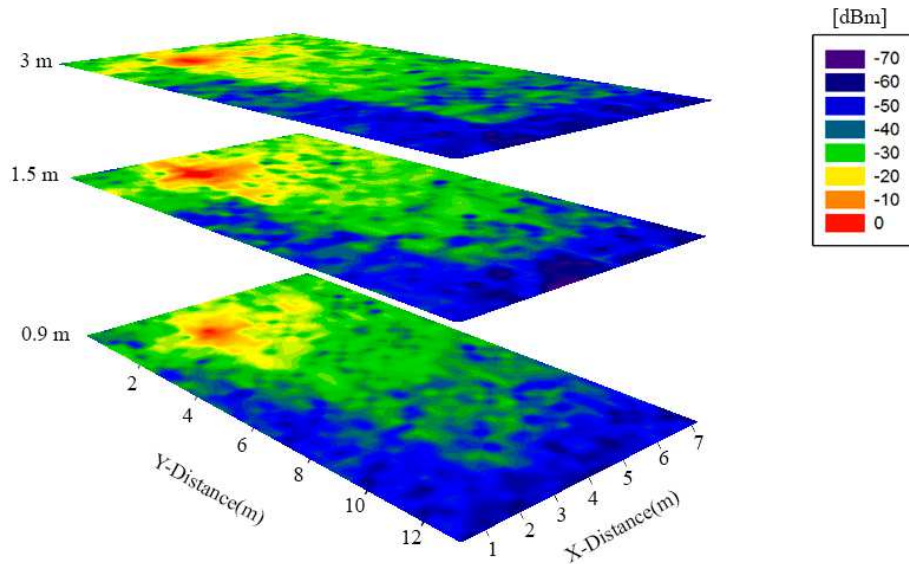


Figura 4.15: Figura 3D del inhibidor.

A continuación, se muestran una serie de graficas de cómo varia la señal simulada según la distancia en distintos planos de simulación. Estas graficas se denominan Radiales.

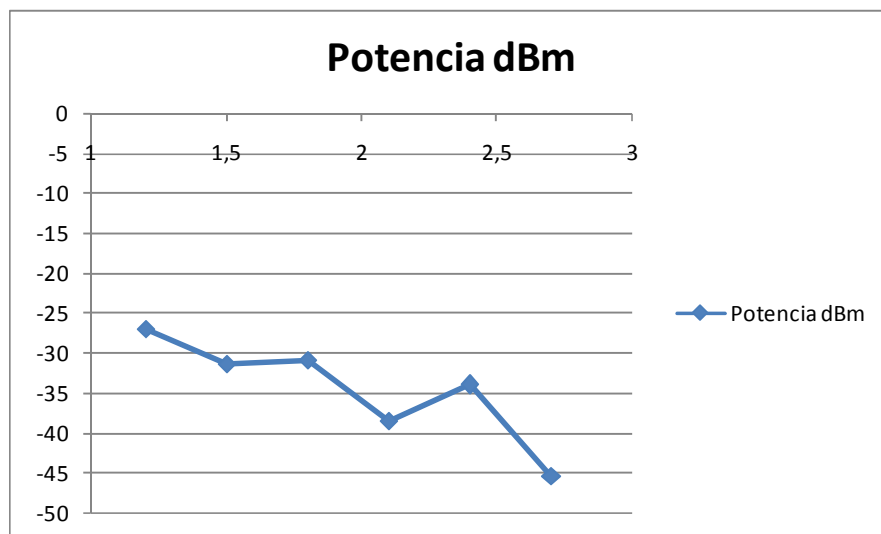


Figura 4.16: Radial de la antena inhibidora a 1.5 metros de altura.

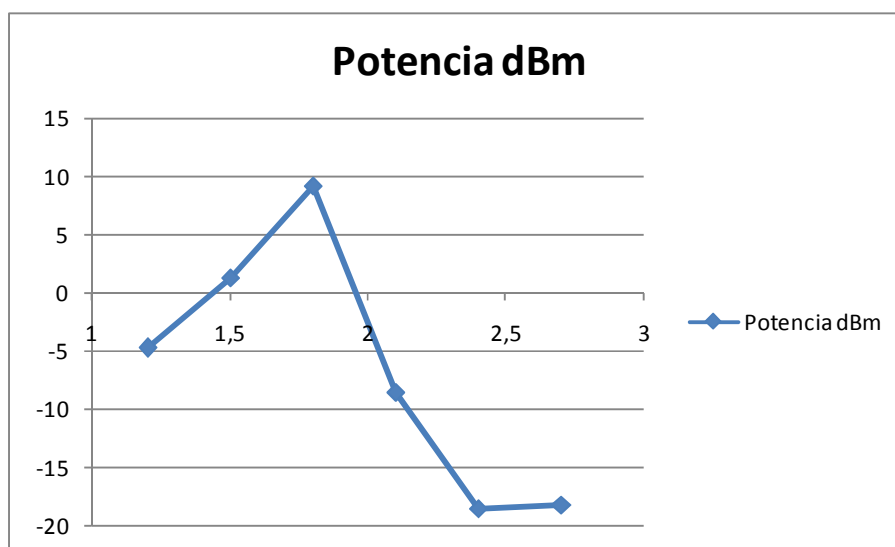


Figura 4.17: Radial de la antena de inhibición a 90 centímetros de altura.

En esta grafica podemos observar que hay un aumento de la potencia de la señal, esto es por el efecto mencionado antes, la reflexión de la onda puede producir un efecto constructivo en la señal. En el punto máximo la potencia llega a los 9dBm, cuando en el plano de la antena, el punto más cercano tiene una potencia de -31dBm aproximadamente.

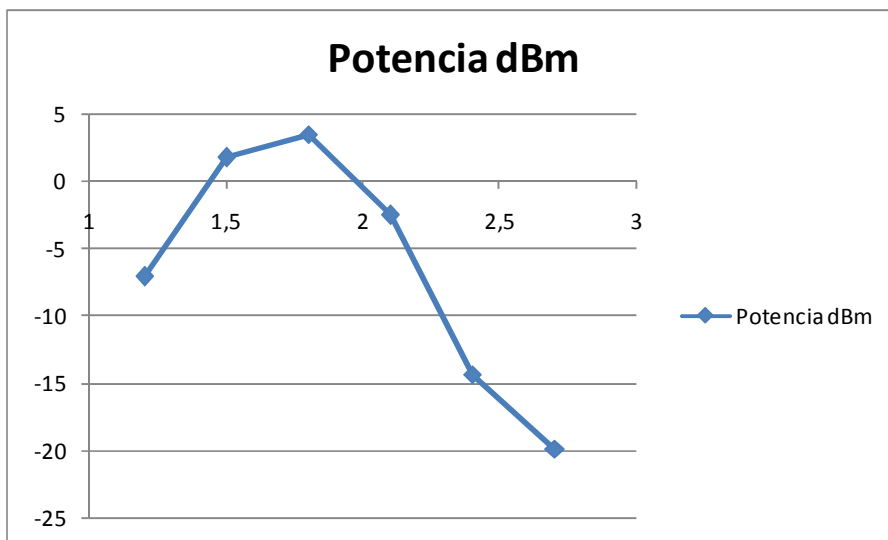


Figura 4.16: Radial de la antena inhibidora a 3 metros de altura.

En esta grafica se observa el mismo efecto que en la anterior pero con menos intensidad. Aquí el punto máximo tiene una potencia de 3,5dBm aproximadamente.

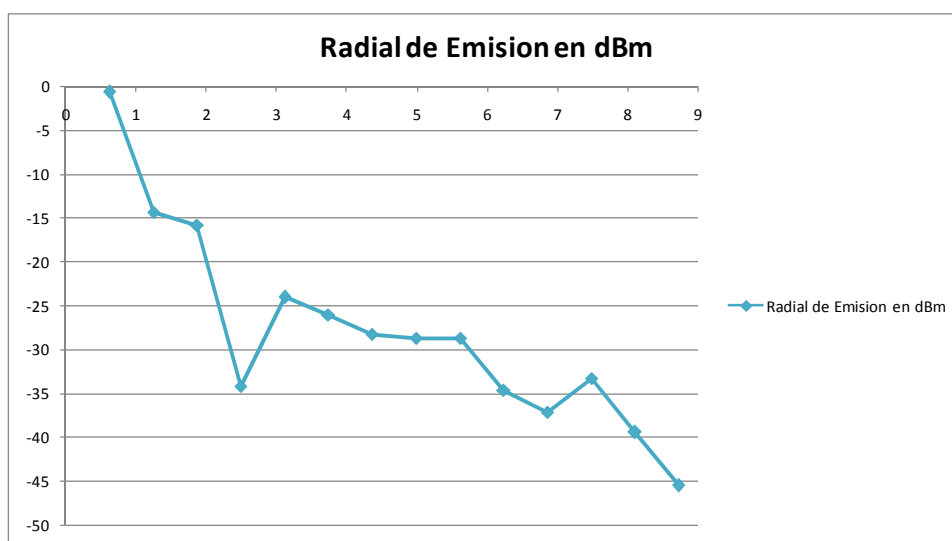


Figura 4.18: Radial desde la antena ZigBee emisora hasta la receptora.

Esta grafica representa la potencia en línea recta desde el emisor ZigBee hasta el receptor. Como se puede observar, la potencia disminuye según aumenta la distancia. Existe un punto en esa grafica en el que la potencia cae de forma brusca, eso es debido a los rebotes de la señal por la sala.

3.2 Retardo Potencia

A continuación mostraremos unas representaciones de retardo potencia de la señal. El retardo potencia es el tiempo que tarda en pasar cada uno de los rayos de la señal por un punto en concreto. La distribución es la siguiente.

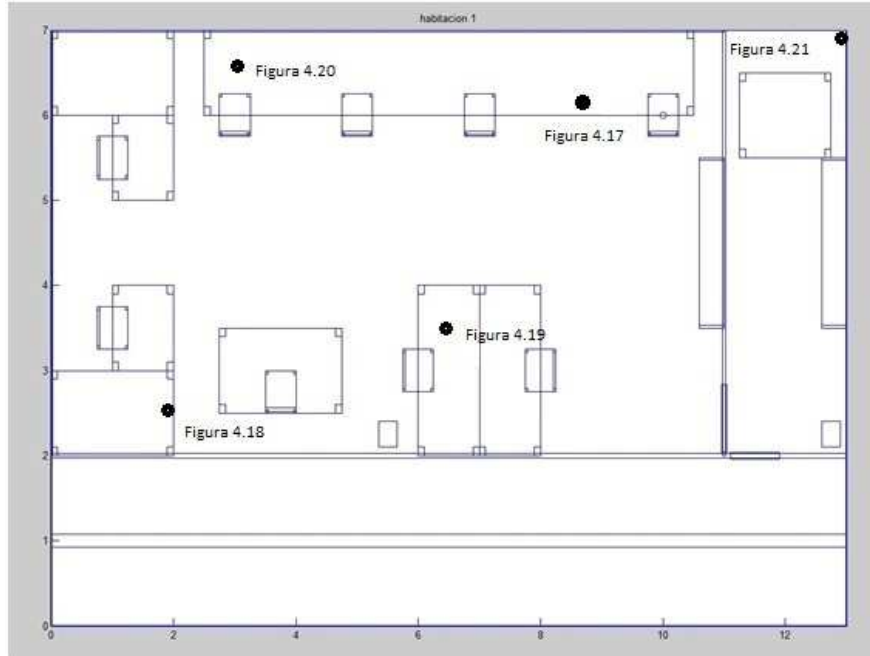


Figura 4.19: distribución de retardo potencia.

Retardo Potencia

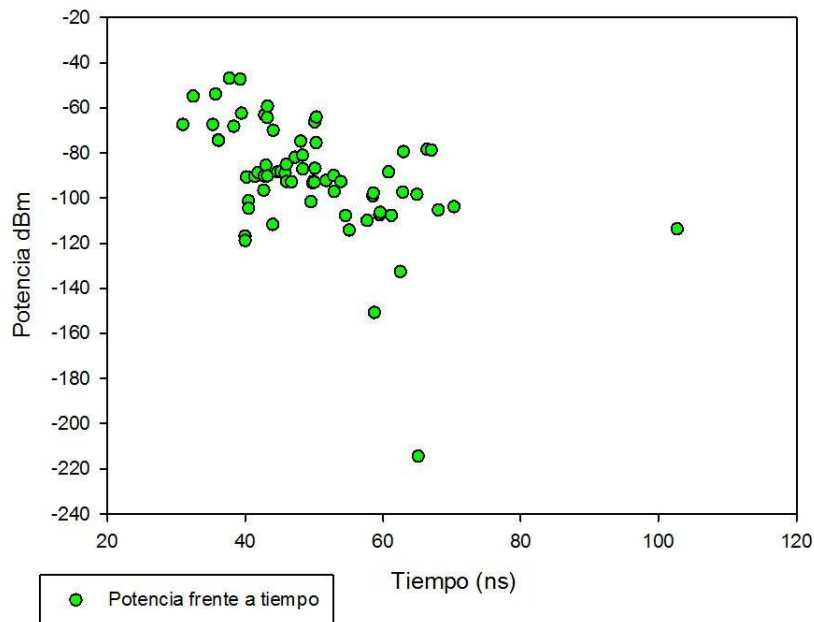


Figura 4.20: Retardo Potencia en el receptor ZigBee desde el emisor

Retardo potencia

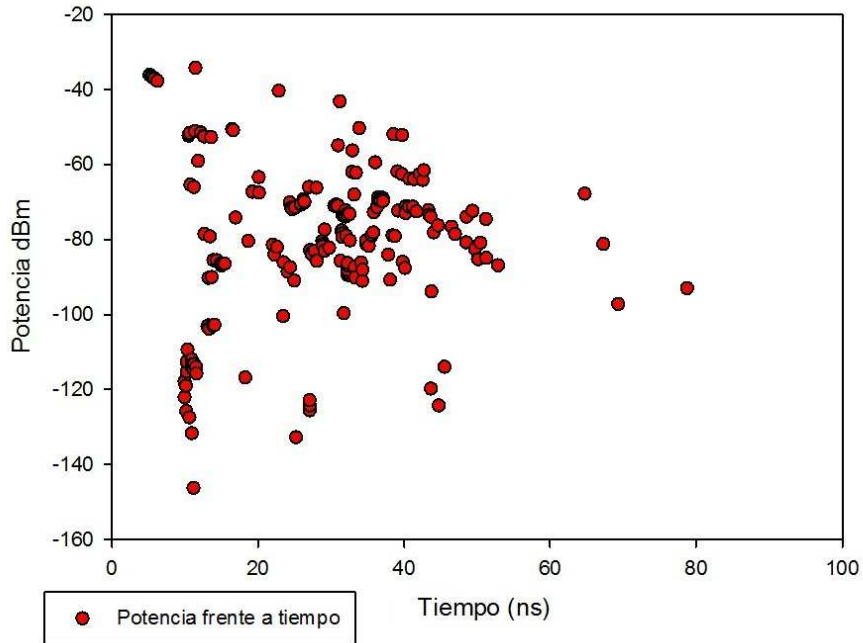


Figura 4.21 Retardo Potencia desde el inhibidor al receptor ZigBee

Retardo potencia en el punto 6,9,1.5

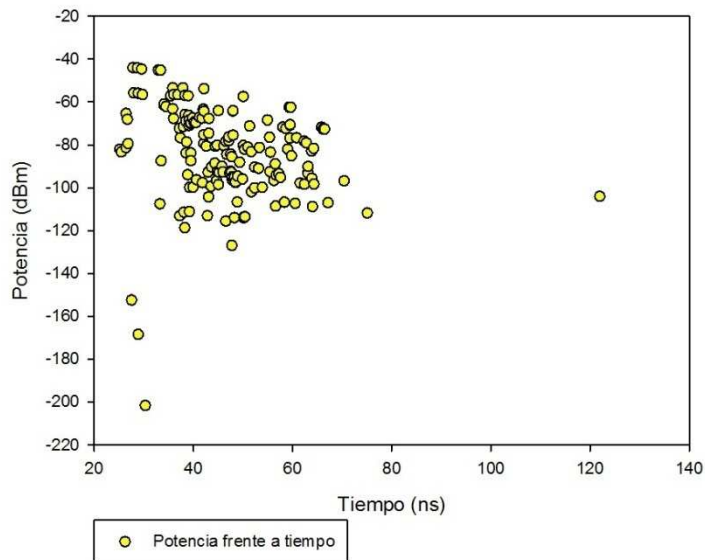


Figura 4.22: Retardo Potencia en el punto (6,9,1.5)

Retardo potencia en el punto 3.5,6.5,1.5

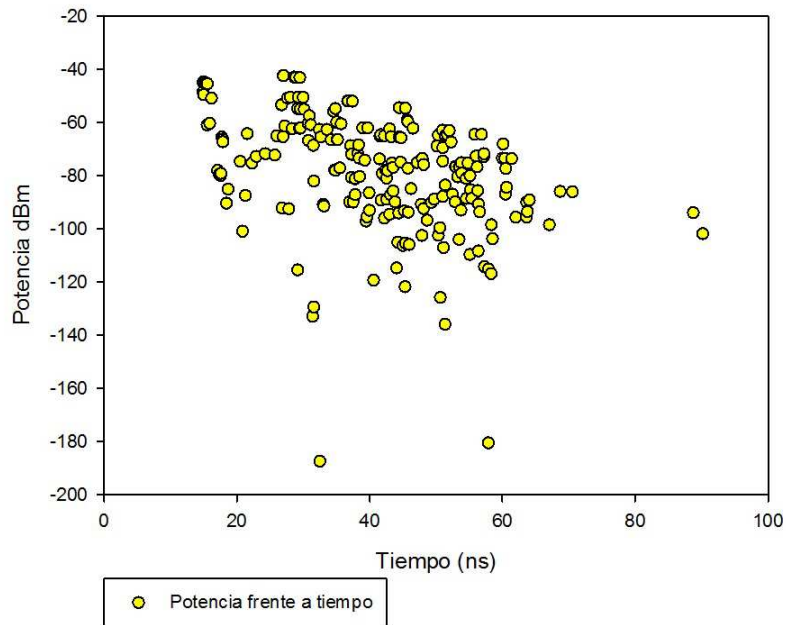


Figura 4.23: Retardo Potencia en el punto (3.5,6.5,1.5)

Retardo potencia en el punto 7,13,1.5

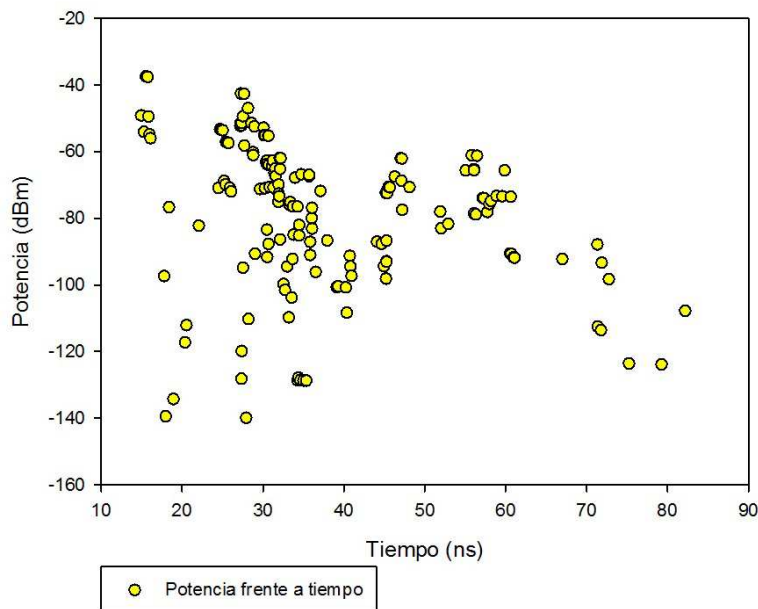


Figura 4.24: Retardo Potencia en el punto (7,13,1.5)

Como podemos ver en las graficas de retardo potencia, se puede saber que la señal varía dependiendo de la posición en la se encuentre el receptor debido al entorno. A continuación se muestra una grafica de Delay Spread. En ella se representa el modulo de la diferencia de tiempo que ha tardado el primer rayo y el último en llegar a ese punto por cada una de las graficas de retardo potencia mostradas anteriormente.

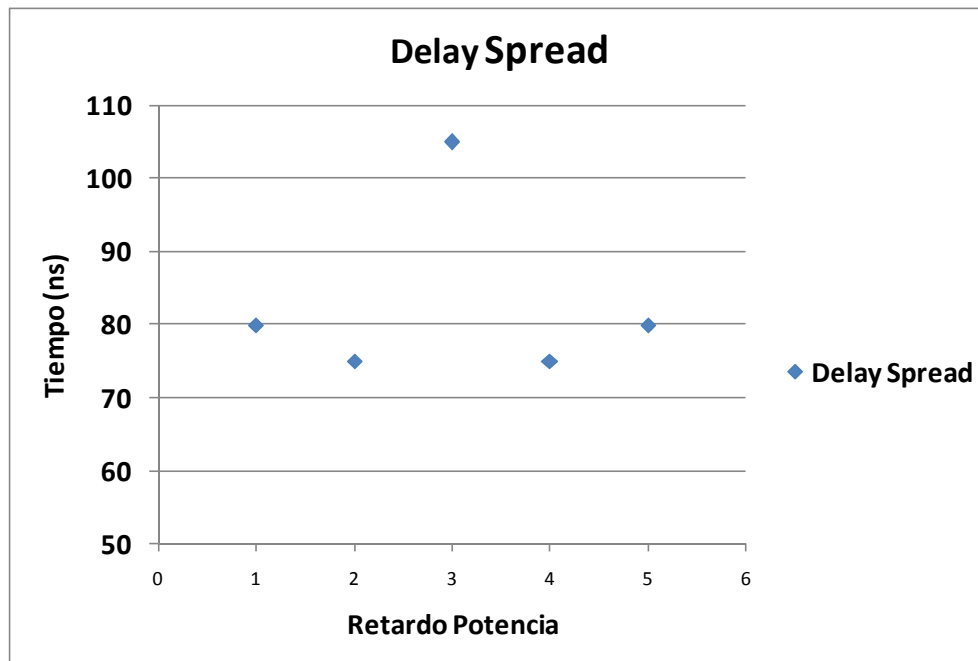


Figura 4.25: Delay Spread del retardo potencia.

3.3 Radiales y SNR

En este apartado se mostraran una serie de radiales de varios planos de simulación y en distintas direcciones, tanto con los datos obtenidos en la posición de la antena ZigBee como de la antena del inhibidor, y la relación señal ruido (SNR) de cada punto de dichas radiales.

Las primeras radiales son producidas por la antena del inhibidor.

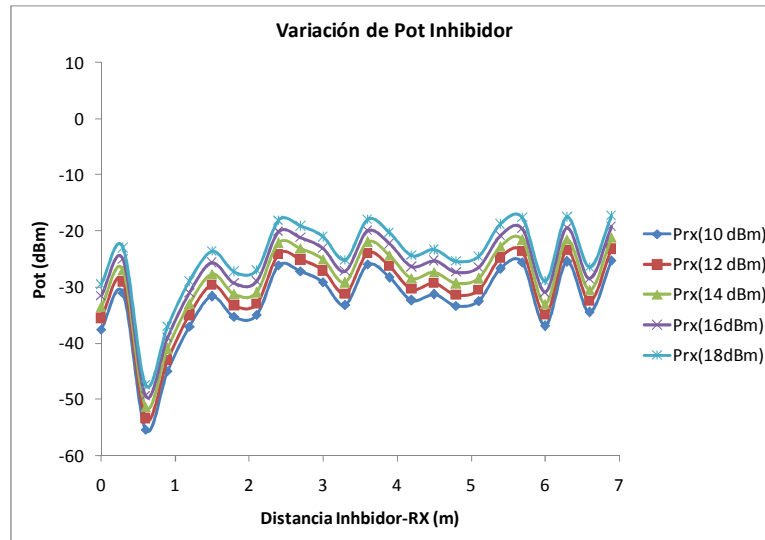


Figura 4.26: Potencia plano 5 Y=7.2, X=[1,7]

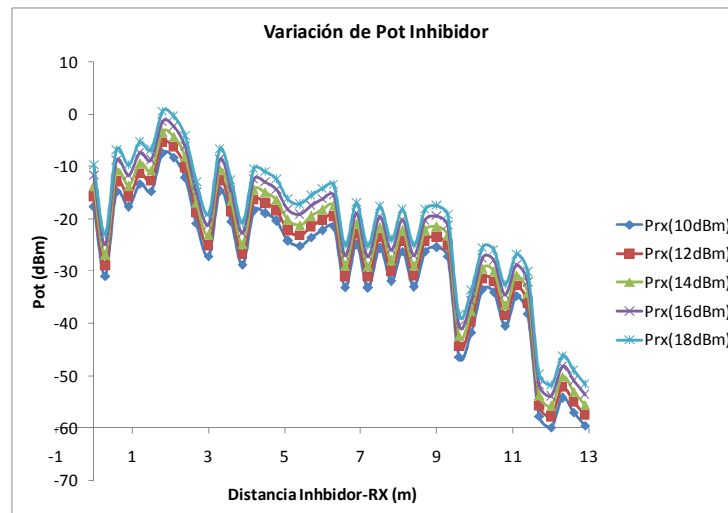


Figura 4.27: Potencia plano 5 X=3.3, Y=[1,13]

Estas son las radiales sacadas desde el punto donde se coloco el transmisor ZigBee.

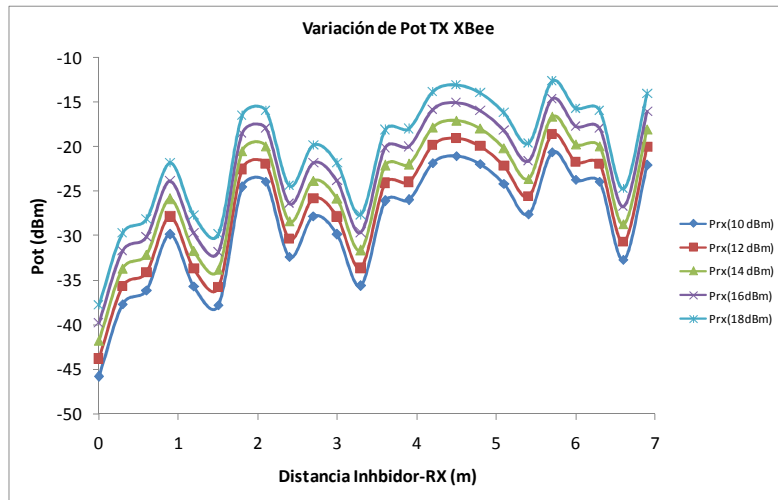


Figura 4.28: Potencia plano 5 Y=7.2, X=[1,7]

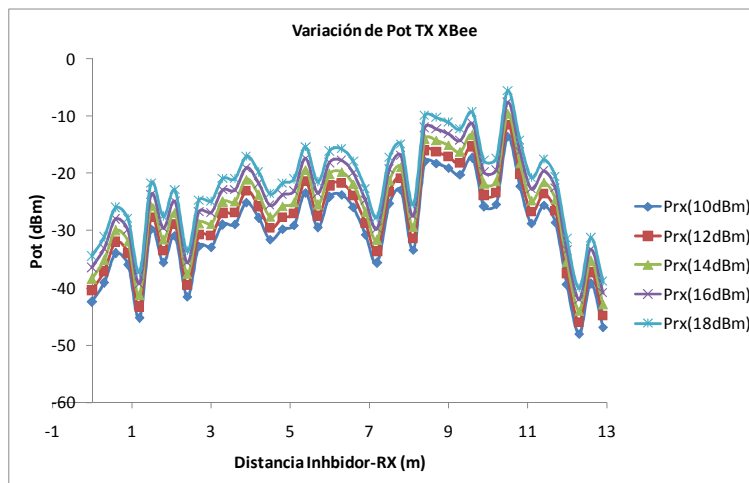


Figura 4.29: Potencia plano 5 X=3.3, Y=[1,13]

Una vez mostradas las señales de inhibición y transmisión, sacamos la relación señal ruido (SNR) de los mismos planos.

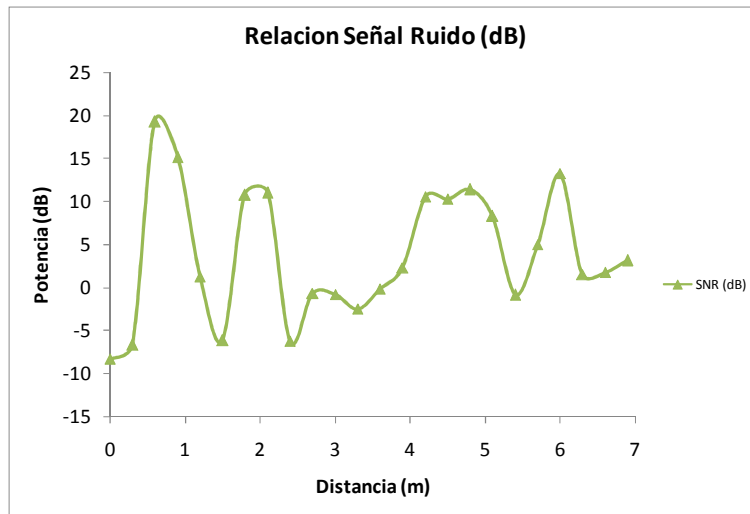


Figura 4.30: SNR plano 5 Y=7.2, X=[1,7]

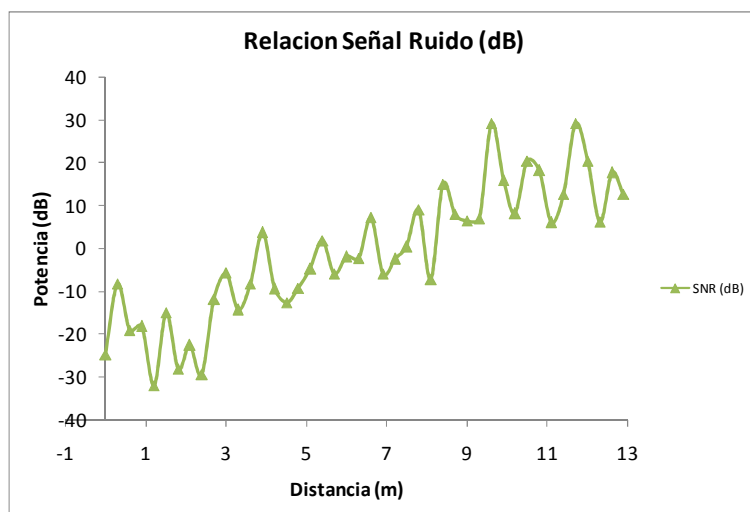


Figura 4.31: SNR plano 5 X=3.3, Y=[1,13]

Como podemos observar, en la SNR donde varia el eje Y tienen tendencia a aumentar, ya que se acerca más a la fuente transmisora y se aleja del inhibidor. Pero en la SNR donde el eje X es el que varia, tienen una tendencia menos predecible que en el caso anterior, ya que dependiendo de donde se encuentre hecha la medida está más afectada por la fuente inhibidora que por la fuente transmisora.

4. Resultados de las medidas

Una vez las simulaciones estas completadas y hemos obtenido todos los valores que necesitamos, es momento de obtener los datos reales de la señal. Para ello se utilizara un analizador de espectros con el que mediremos la señal del VCO variando la señal de control para poder observar el rango de acción que tiene, tanto conectado por cable como usando una antena. La alimentación del VCO es siempre la misma en todos los caso, 5V.

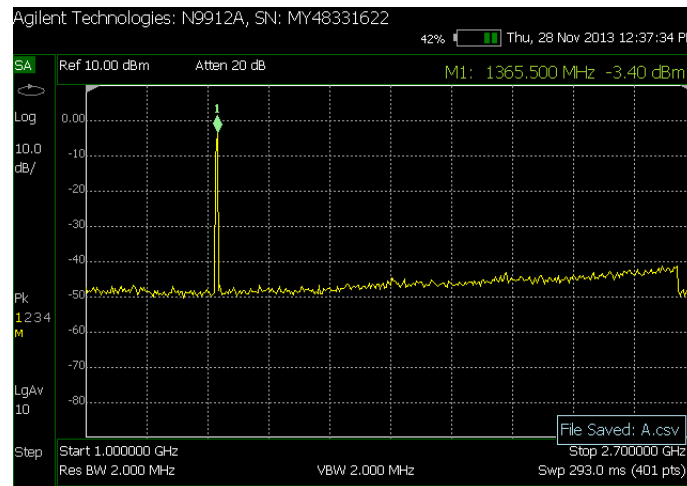


Figura 4.32: frecuencia mínima del VCO.

Esa imagen pertenece al VCO alimentado con un voltaje de 5V y con una señal de control de 0V. Por tanto obtenemos el valor de frecuencia más bajo al que puede llegar, 1,36GHz.

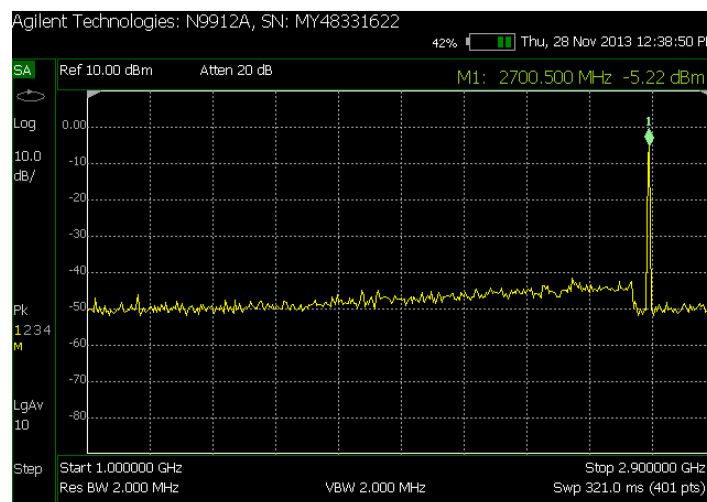


Figura 4.33: Frecuencia máxima del VCO

Por el contrario, si la señal de control la aumentamos al máximo soportado, obtenemos el valor de frecuencia máximo que nuestro VCO alcanza, 2,7GHz.

El rango total de nuestro VCO es de 1,34GHz, rango suficiente para poder interferir en la mayoría de señales inalámbricas.

Para completar la información sobre el rango frecuencial el VCO, se realizaron 2 espectrogramas, uno realizando medición aumentando 1 voltio la señal de control, y el otro realizado mientras aumenta la señal de control de forma continua.

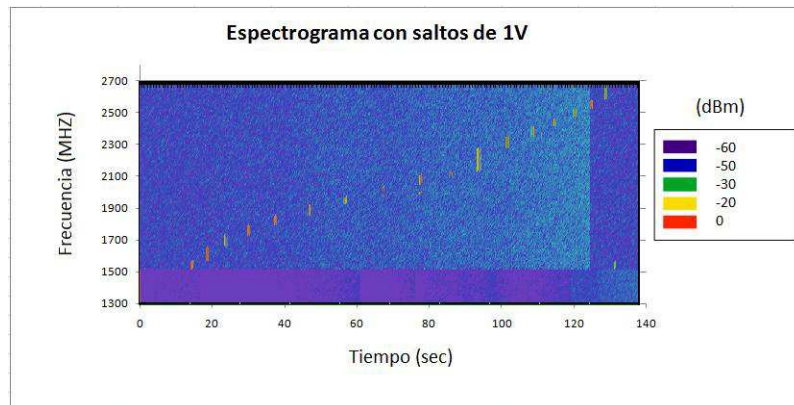


Figura 4.34: Espectrograma del VCO con saltos de 1V

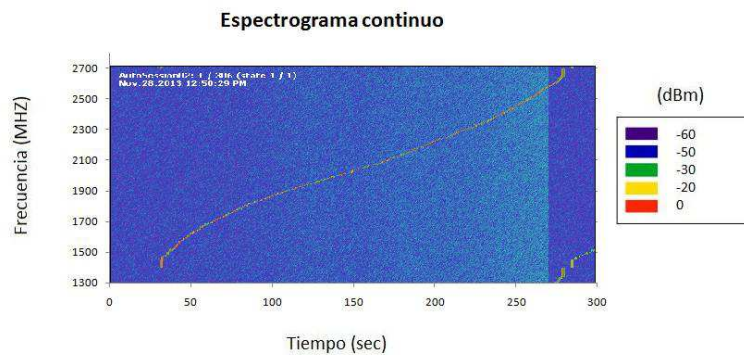


Figura 4.35: Espectrograma del VCO con aumento continuo de señal de control.

Ahora se muestran las mismas mediciones pero utilizando antenas en lugar de un cable.

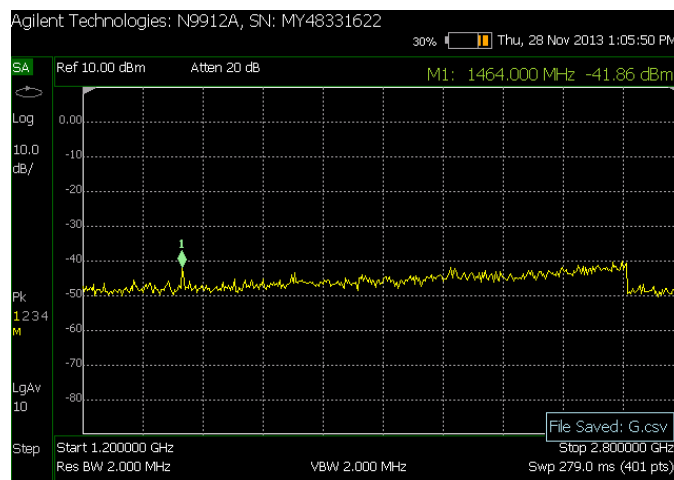


Figura 4.36: Frecuencia mínima del VCO

En este caso, el VCO tiene una señal de control de 2V, al poner 0V la señal desaparecía. Como vemos, la potencia de emisión es muy débil, eso puede ser causado por la antena, la cual no está adaptada para trabajar en a esa frecuencia. La frecuencia que obtenemos en este caso es de 1,46GHz.

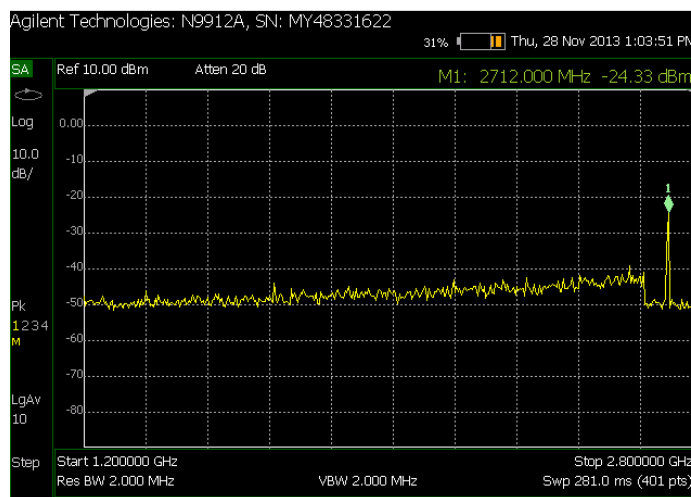


Figura 4.37: Frecuencia máxima del VCO

Aquí observamos la máxima frecuencia que nos da el VCO medida de manera inalámbrica. Una curiosidad de esto es que el resultado, usando una señal de control de 16V, obtenemos un valor de frecuencia algo mayor que usando el cable de conexión, 2,712GHz.

En los dos casos vemos que la potencia es menor, eso es debido a que con el cable tiene menos pérdida que de manera inalámbrica.

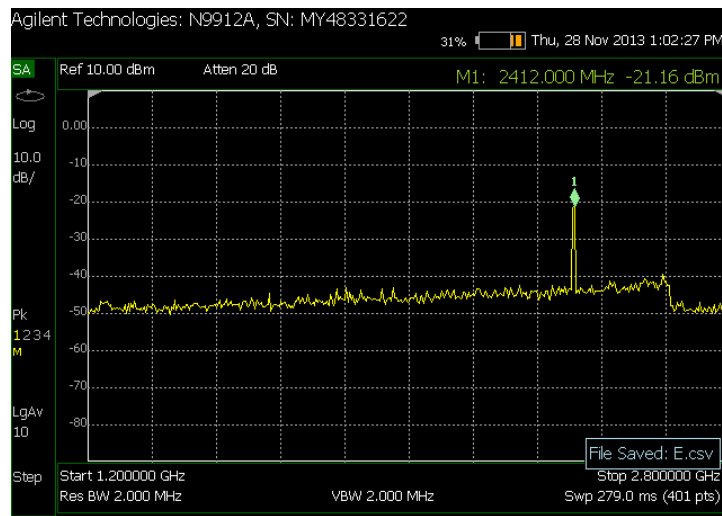


Figura 4.38: Frecuencia de la mota ZigBee emitida por el VCO

Para encontrar la frecuencia requerida se realizo un barrido disminuyendo la señal de control hasta dar con la frecuencia requería. La señal de control es de 11,41V y la frecuencia que se obtuvo es de 2,412GHZ.

A continuación se hará lo mismo con la mota ZigBee, viendo así la frecuencia exacta a la que emite y su potencia.

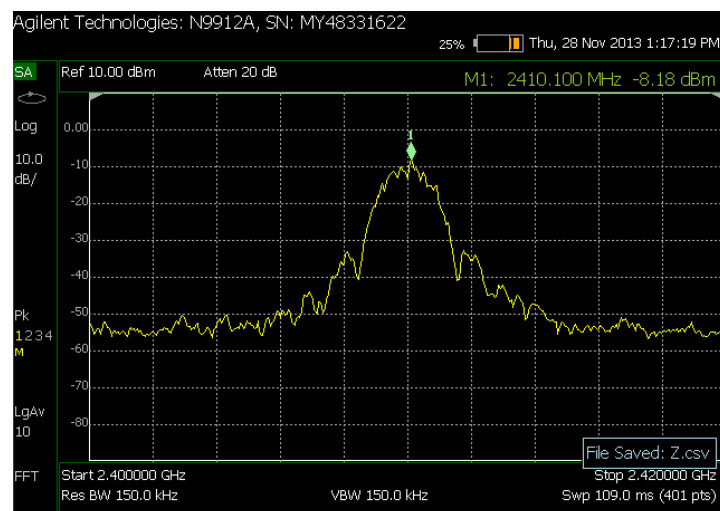


Figura 4.39: señal del transmisor ZigBee

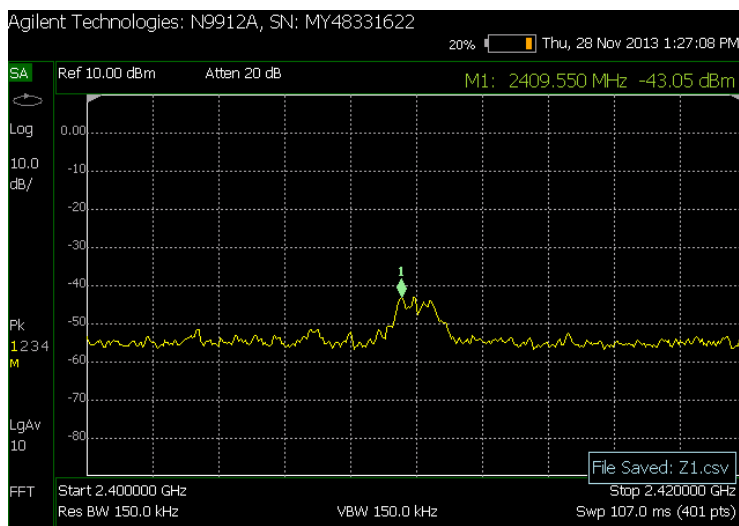


Figura 4.40: Señal en el receptor ZigBee

Sobre estas imágenes, se puede observar que las frecuencias no son exactamente las mismas en su punto máximo, pero aun así la comunicación se produce por la anchura del pulso.

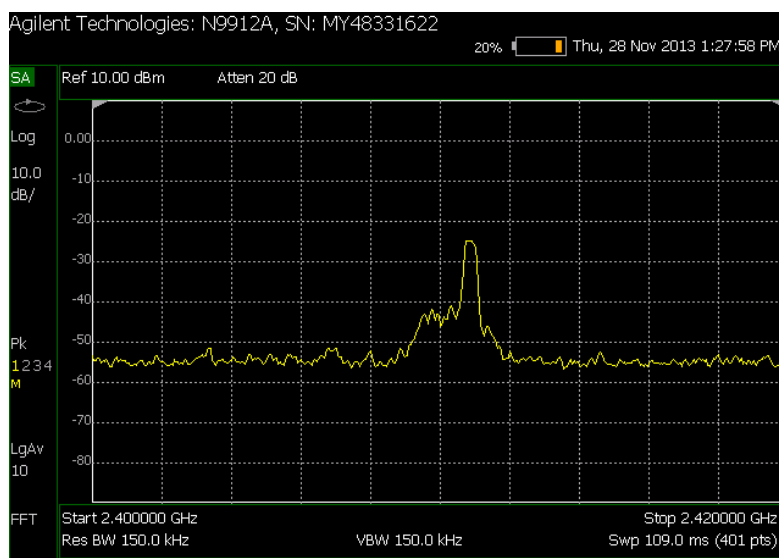


Figura 4.41: señales superpuestas de ZigBee y VCO a la misma frecuencia.

Esta imagen representa las dos señales, la de mayor potencia es la del VCO y la otra es la señal de ZigBee en el receptor. Para conseguir esta señal se colocaron la dos antenas a 50 cm de distancia una de otra.

5. Resultados de sistema. Medidas de PER

Una vez realizadas todas las mediciones de comprobación es el momento de realizar las medidas de PER. Esto se realizara de la siguiente manera, primero se realizaran un envío de paquetes, desde el emisor ZigBee hasta el receptor. Una vez obtenidos varias medidas de esta manera, se procederá a colocar el VCO activo para ver como se deteriora la señal. El VCO se colocara en diferentes distancias para ver el si afecta la distancia al deterioro.

Tras varias medidas de PER en la comunicación entre las motas ZigBee sin el VCO de por medio, el resultado del PER es del 5% aproximadamente. Esto quiere decir que de los 10000 paquetes enviados en la transmisión, el 5% (500) de ellos se han perdido durante la comunicación.

Ahora veremos el deterioro de la señal, que se produce al conectar el VCO.

- Receptor colocado a 5cm del VCO -> PER=100% no se produce la comunicación.
- Receptor colocado a 10cm del VCO -> PER=100% no se produce comunicación.
- Receptor colocado a 80cm del VCO -> PER=99.57% la comunicación es prácticamente nula.
- Receptor a 1m del VCO -> PER=92.21% resultado parecido al caso anterior.
- Se realizo un caso más a 2m de distancia, pero no se pudo saber el PER debido a que el paquete que cierra la comunicación, no llego, el receptor no corto la comunicación y se obtuvieron los resultados de PER.

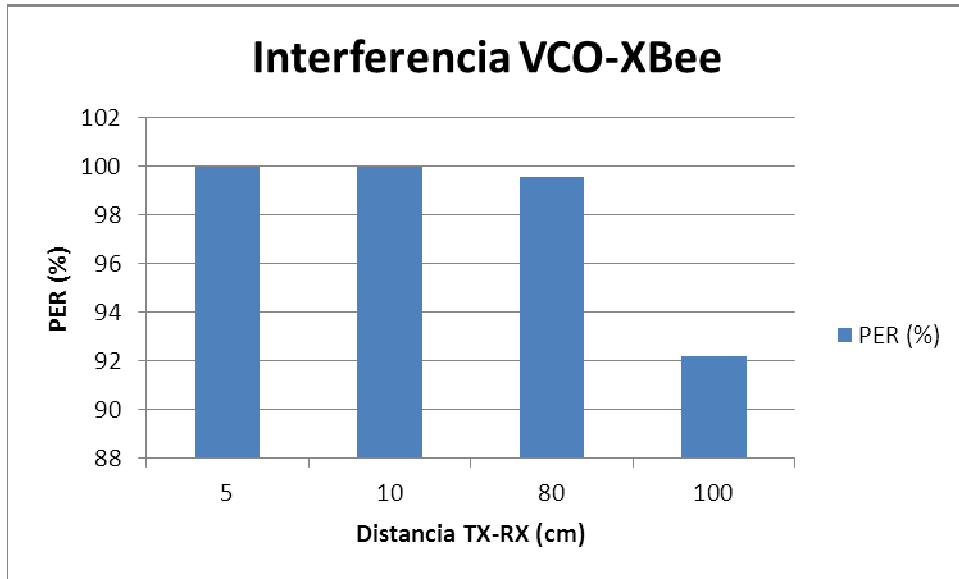


Figura 4.42: Medidas del PER en función de la distancia al inhibidor

Conclusiones y Líneas Futuras

La primera conclusión sobre este proyecto es que el montaje ha sido muy complicado, por el tipo de circuito que es, por lo pequeños que eran los componentes y por el poco conocimiento de electrónica que tengo.

Optando como última opción a realizar las medidas con el VCO, se puede obtener un pequeño inhibidor monobanda configurable a la frecuencia requerida para inhibir.

Es posible que en un futuro cualquier usuario normal pueda tener un inhibidor de frecuencia. Esto puede producir un pequeño caos de comunicación al no poder realizar ninguna a través de las redes libres como WiFi, Bluetooth o ZigBee.

"Temo el día en que la tecnología sobrepase nuestra humanidad. El mundo solo tendrá una generación de idiotas"

ANEXO 1

Elementos Empleados en Montaje

Listado de Materiales usados

1. Herramientas utilizadas en el montaje.

- Estañador con punta fina.



- Estaño.



- Multímetro.



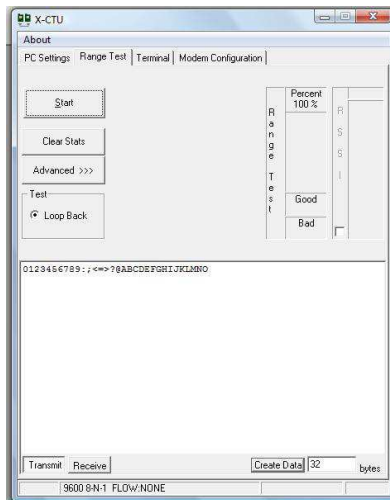
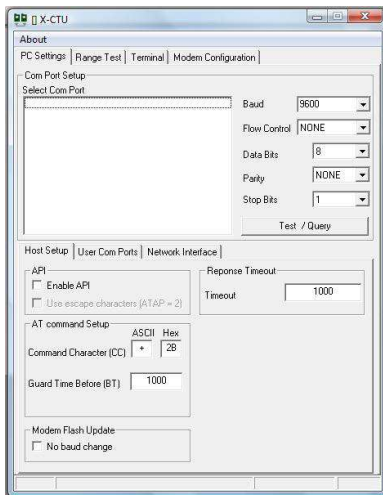
- Analizador de Espectros.



- Motas ZigBee



- Software de simulación de red ZigBee



ANEXO 2

Especificaciones VCO

Coaxial Voltage Controlled Oscillator

ZX95-2500+

Wide Band 1600 to 2500 MHz

Features

- wide band, 1600 to 2500 MHz
- low pushing, 2MHz/V typ.
- protected by US Patent 6,790,049

Applications

- r & d
- lab
- instrumentation
- test equipment



CASE STYLE: GB906

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX95-2500-0+	\$46.95 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.

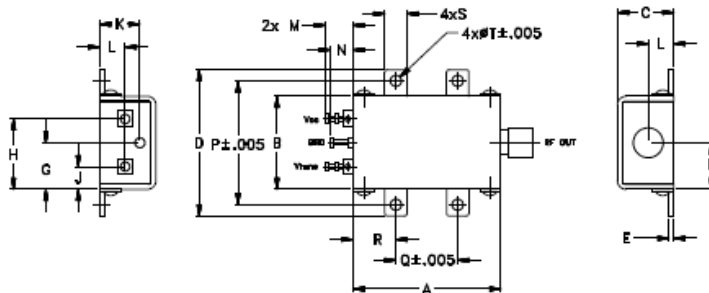
Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQ. (MHz)		POWER OUTPUT (dBm)	PHASE NOISE dBc/Hz SSB at offset frequencies, kHz				TUNING				NON HARMONIC SPURIOUS (dBc)	HARMONICS (dBc)		PULLING pk-pk @ 12 dB (MHz)	PUSHING (MHz/V)	DC OPERATING POWER			
	Min.	Max.		Typ.	1	10	100	1000	VOLTAGE RANGE (V)	SENSITIVITY (MHz/V)	PORT CAP (pF)		3 dB MODULATION BANDWIDTH (MHz)	Typ.			Typ.	Max.	Vcc (volts)	Current (mA)
									Min.	Max.	Typ.		Typ.							Max.
ZX95-2500+	1600	2500	+7.5	-62	-69	-111	-131	0.5	14	70-118	40	20	-90	-16	-	18	2	12	28	

Maximum Ratings

- Operating Temperature: -55°C to 85°C
- Storage Temperature: -55°C to 100°C
- Absolute Max. Supply Voltage (Vcc): 12.6V
- Absolute Max. Tuning Voltage (Vtune): 16.0V
- All specifications: 50 ohm system
- Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inches)

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



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

IRFP MICROWAVE COMPONENTS

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' 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/MICLStore/terms.jsp.

For detailed performance specs & shipping info see web site

REV. D
M134979
1/06-1603/AMPS-1
ZX95-2500-
RAV
11/21/12
Page 1 of 2

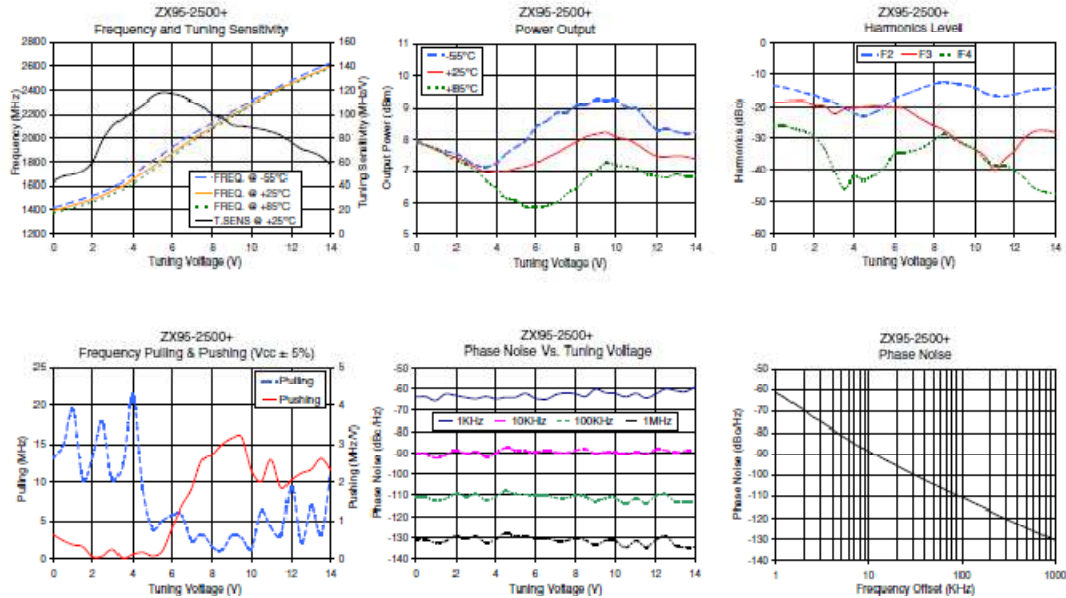
Figura 1.1: Especificaciones VCO

Performance Data & Curves*

ZX95-2500+

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 2050 MHz (dBc/Hz)
		-55°C	+25°C	+85°C	-55°C	+25°C	+85°C		F2	F3	F4			1kHz	10kHz	100kHz	1MHz		
0.00	43.90	1415.9	1392.1	1369.8	7.99	7.92	7.87	23.07	-13.5	-18.5	-28.0	0.63	13.23	-63.8	-90.0	-111.1	-130.9	1.0	-81.58
0.50	47.36	1440.9	1413.6	1392.6	7.82	7.80	7.80	23.03	-14.0	-18.4	-25.8	0.48	14.88	-63.7	-90.1	-111.0	-130.7	2.0	-89.83
1.00	48.94	1466.2	1437.5	1413.9	7.69	7.68	7.71	22.99	-14.9	-18.2	-27.0	0.37	19.37	-65.5	-92.1	-112.5	-132.3	3.5	-76.91
2.00	99.95	1516.3	1488.0	1465.4	7.53	7.41	7.32	22.89	-16.5	-19.5	-29.6	0.06	13.40	-63.2	-88.6	-109.4	-129.2	6.0	-83.01
3.00	90.18	1584.2	1557.0	1527.3	7.16	7.07	6.94	22.79	-18.5	-22.1	-40.2	0.25	10.35	-64.6	-88.9	-109.7	-129.3	8.5	-86.92
3.50	96.61	1637.3	1602.1	1571.4	7.12	6.92	6.67	22.76	-20.3	-20.6	-45.8	0.02	12.31	-63.6	-91.6	-112.5	-132.3	10.0	-88.55
4.00	102.48	1692.4	1650.4	1616.7	7.24	6.98	6.45	22.78	-21.9	-20.3	-42.3	0.12	21.37	-64.7	-89.9	-110.6	-130.6	20.8	-96.09
5.00	114.70	1805.0	1753.4	1723.7	7.76	7.07	6.08	22.77	-21.7	-19.6	-42.1	0.06	4.03	-64.0	-86.4	-109.7	-129.2	35.5	-101.24
6.00	116.92	1921.0	1871.8	1844.2	8.40	7.24	5.88	22.80	-17.5	-20.1	-34.9	0.80	5.80	-64.4	-89.2	-110.4	-130.0	60.7	-106.03
6.50	114.91	1978.2	1930.2	1905.8	8.60	7.42	5.90	22.82	-16.3	-20.4	-34.5	1.38	5.63	-65.0	-88.4	-110.3	-130.1	86.7	-109.32
7.00	110.92	2030.7	1987.7	1963.5	8.85	7.57	6.02	22.86	-15.1	-22.5	-33.9	1.82	2.41	-62.7	-89.4	-111.4	-131.3	100.0	-110.57
7.50	106.91	2063.8	2043.1	2023.1	8.67	7.75	6.29	22.89	-14.0	-24.3	-32.6	2.57	3.20	-61.9	-89.6	-111.3	-131.4	148.1	-114.18
8.00	99.85	2132.2	2098.6	2078.1	8.08	7.92	6.47	22.92	-13.0	-28.0	-30.6	2.74	1.58	-62.4	-88.4	-110.3	-130.1	177.0	-115.70
9.00	91.20	2225.0	2193.0	2161.9	8.25	8.17	7.00	22.96	-12.8	-29.6	-30.3	3.17	3.12	-60.1	-90.0	-112.9	-133.5	211.6	-117.28
10.00	89.08	2311.6	2285.6	2275.5	8.24	8.08	7.17	22.95	-14.1	-33.5	-33.6	2.31	1.33	-62.1	-89.4	-111.3	-131.3	302.4	-120.45
11.00	85.52	2393.0	2374.2	2363.5	8.97	7.84	7.06	23.01	-18.8	-40.3	-38.9	2.60	4.16	-62.1	-89.5	-111.3	-131.2	361.5	-121.98
12.00	76.16	2480.6	2458.1	2445.9	8.31	7.48	6.81	23.04	-16.3	-34.0	-40.3	2.07	9.35	-62.4	-88.1	-110.5	-131.1	507.5	-124.91
12.50	70.89	2521.1	2496.2	2483.7	8.34	7.44	6.77	23.04	-15.5	-30.0	-42.8	2.24	2.14	-60.0	-88.4	-109.7	-129.1	606.7	-126.41
13.00	68.17	2598.6	2531.6	2519.4	8.24	7.47	6.67	23.04	-14.8	-27.8	-45.5	2.34	6.96	-60.8	-89.5	-112.9	-133.7	801.6	-129.28
14.00	57.36	2627.3	2597.7	2584.0	8.24	7.37	6.61	22.99	-14.0	-28.1	-47.5	2.32	11.48	-62.1	-88.5	-112.9	-134.4	1000.0	-130.61

*at 25°C unless mentioned otherwise



Mini-Circuits
 ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED
 P.O. Box 350195, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 330-4001 The Design Engineers Search Engine
 Provide ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com
 57976 MICROWAVE COMPONENTS
 Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' 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, lookability. 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 hereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MC3_Store/terms.jsp.
 For detailed performance specs & shopping online see www.minicircuits.com
 Page 2 of 2

Figura 1.2: Especificaciones VCO

ANEXO 3

Especificaciones de la mota ZigBee

Specifications

Table 1-01. Specifications of the XBee®/XBee-PRO® RF Modules

Specification	XBee	XBee-PRO
Performance		
Indoor/Urban Range	Up to 100 ft (30 m)	Up to 300 ft. (90 m), up to 200 ft (60 m) International variant
Outdoor RF line-of-sight Range	Up to 300 ft (90 m)	Up to 1 mile (1600 m), up to 2500 ft (750 m) international variant
Transmit Power Output (software selectable)	1mW (0 dBm)	63mW (18dBm)* 10mW (10 dBm) for International variant
RF Data Rate	250,000 kbps	250,000 kbps
Serial Interface Data Rate (software selectable)	1200 kbps - 250 kbps (non-standard baud rates also supported)	1200 kbps - 250 kbps (non-standard baud rates also supported)
Receiver Sensitivity	-92 dBm (1% packet error rate)	-100 dBm (1% packet error rate)
Power Requirements		
Supply Voltage	2.8 – 3.4 V	2.8 – 3.4 V
Transmit Current (typical)	45mA (@ 3.3 V)	250mA (@3.3 V) (150mA for international variant) RPSMA module only: 340mA (@3.3 V) (180mA for international variant)
Idle / Receive Current (typical)	50mA (@ 3.3 V)	55mA (@ 3.3 V)
Power-down Current	< 10 μ A	< 10 μ A
General		
Operating Frequency	ISM 2.4 GHz	ISM 2.4 GHz
Dimensions	0.960" x 1.087" (2.438cm x 2.761cm)	0.960" x 1.297" (2.438cm x 3.294cm)
Operating Temperature	-40 to 85° C (industrial)	-40 to 85° C (industrial)
Antenna Options	Integrated Whip Antenna, Embedded PCB Antenna, U.FL Connector, RPSMA connector	Integrated Whip Antenna, Embedded PCB Antenna, U.FL Connector, RPSMA connector
Networking & Security		
Supported Network Topologies	Point-to-point, Point-to-multipoint & Peer-to-peer	
Number of Channels (software selectable)	16 Direct Sequence Channels	12 Direct Sequence Channels
Addressing Options	PAN ID, Channel and Addresses	PAN ID, Channel and Addresses
Agency Approvals		
United States (FCC Part 15.247)	OUR-XBEE	OUR-XBEEPRO
Industry Canada (IC)	4214A XBEE	4214A XBEEPRO
Europe (CE)	ETSI	ETSI (Max. 10 dBm transmit power output)*
Japan	R201WW07215214	R201WW08215111 (Max. 10 dBm transmit power output)* Wire, whip, RPSMA, and U.FL versions are certified for Japan. PCB antenna version is not.
Australia	C-Tick	C-Tick

* See Appendix A for region-specific certification requirements.

Antenna Options: The ranges specified are typical when using the integrated Whip (1.5 dBi) and Dipole (2.1 dBi) antennas. The PCB antenna option provides advantages in its form factor; however, it typically yields shorter range than the Whip and Dipole antenna options when transmitting outdoors. For more information, refer to the "XBee Antennas" Knowledgebase Article located on Digi's Support Web site

Figura 1.1: Especificaciones de la mota ZigBee

ANEXO 4

Radiales del inhibidor y del transmisor ZigBee

Plano 1 (0.3m)

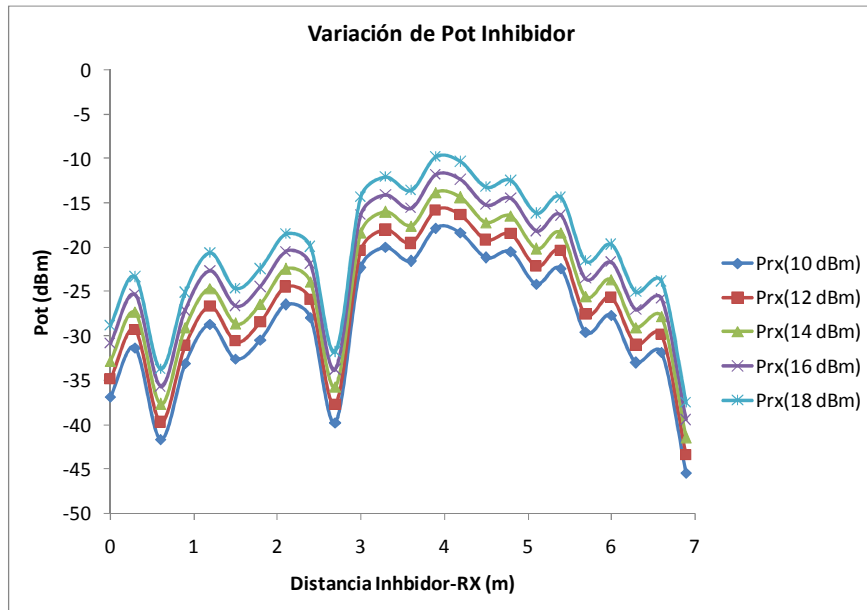


Figura 4.24: Potencia plano 1, Y=0 X=[1,7]

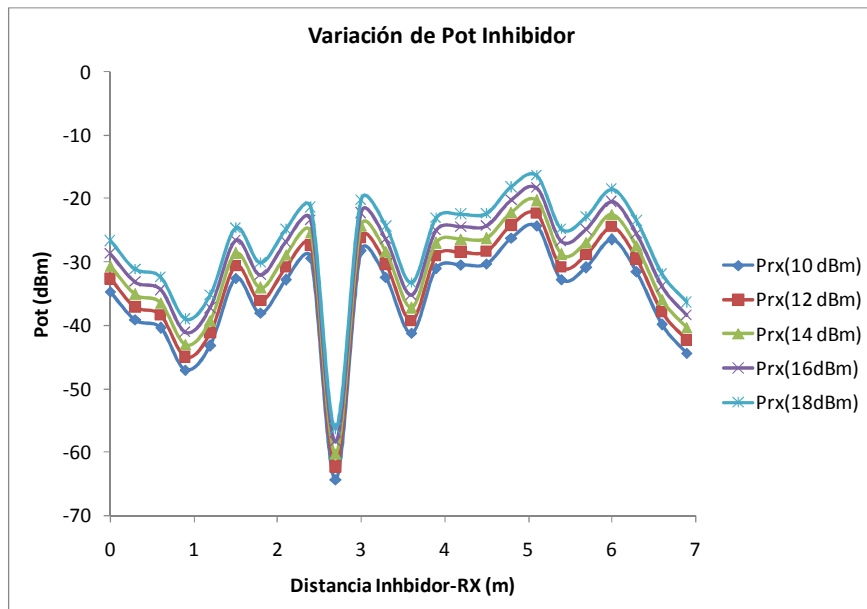


Figura 4.25: Potencia plano 1 Y=6, X=[1,7]

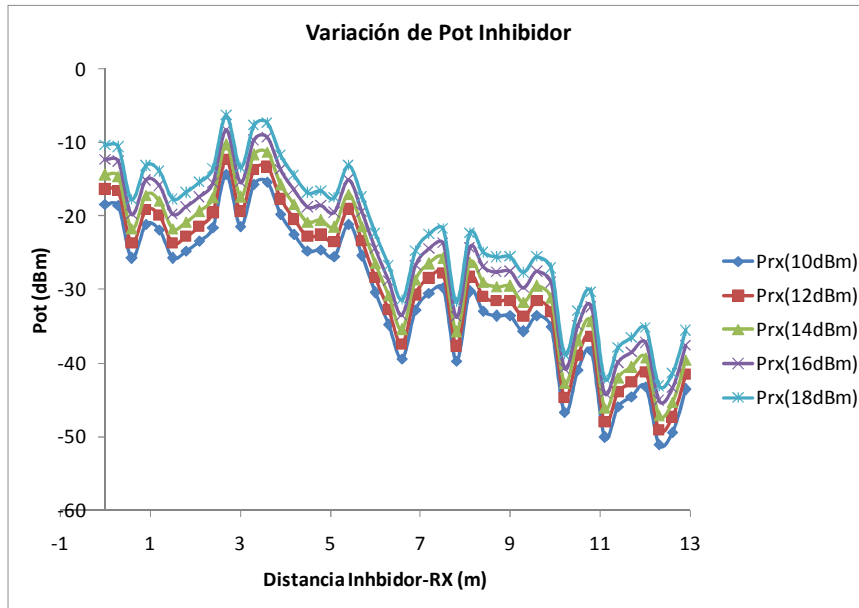


Figura 4.26: Potencia plano 1 X=4.2, Y=[1,13]

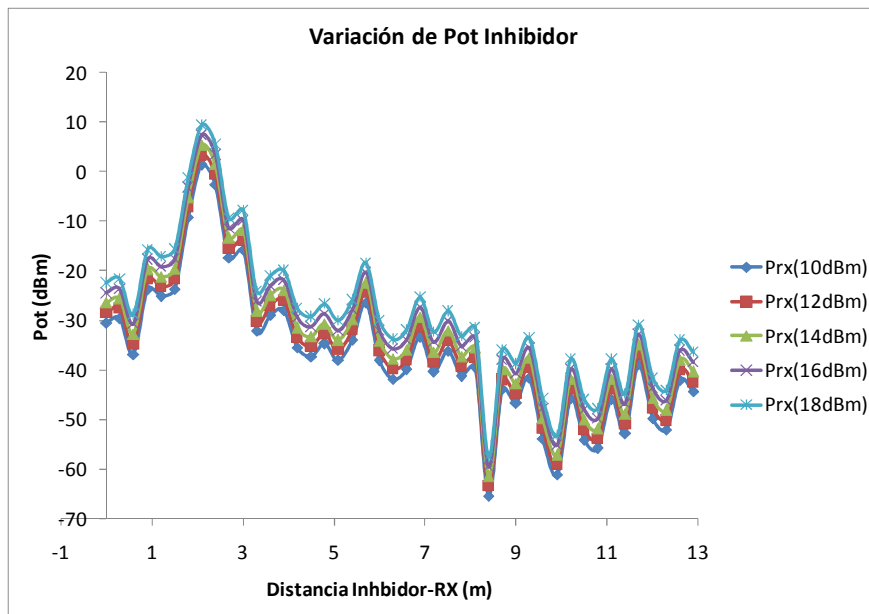


Figura 4.27: Potencia plano 1 X=1.8, Y=[1,13]

Plano 3 (0.9m)

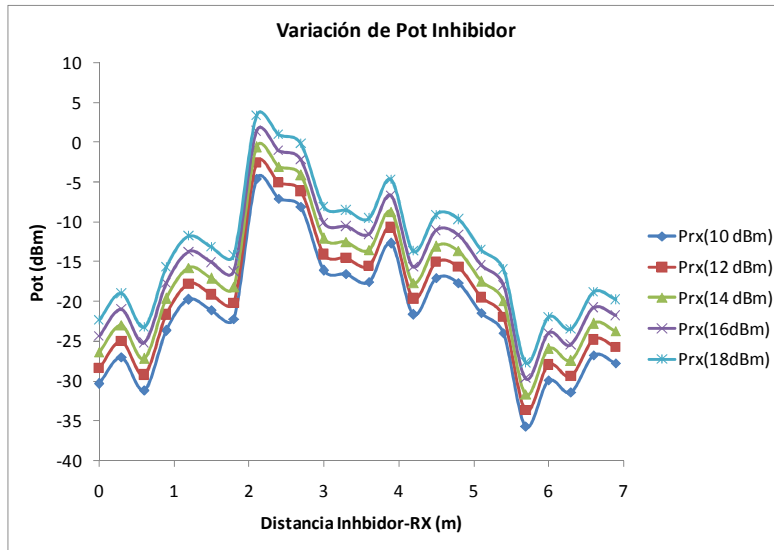


Figura 4.28: Potencia plano 3 Y=2.7, X=[1,7]

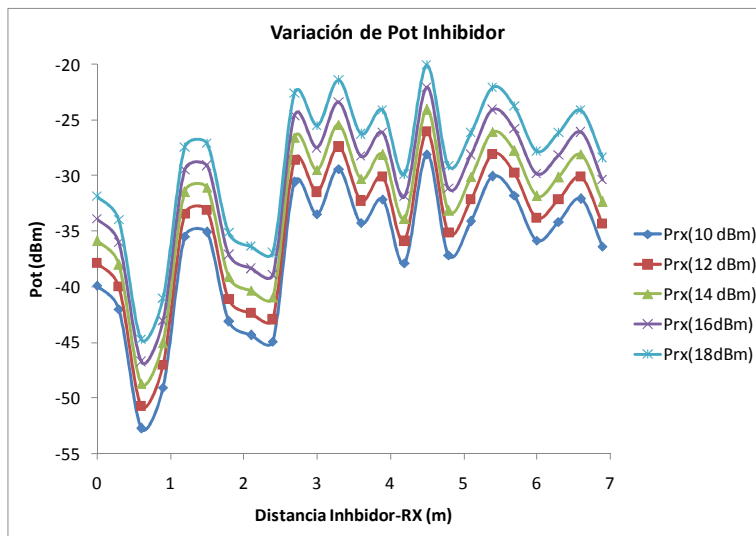


Figura 4.29: Potencia plano 3 Y=9, X=[1,7]

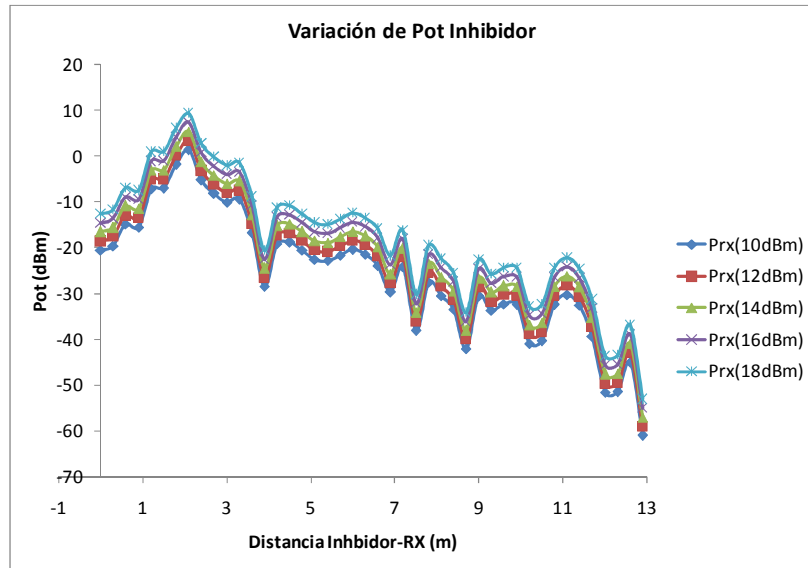


Figura 4.30: Potencia plano 3 X=2.7, Y=[1,13]

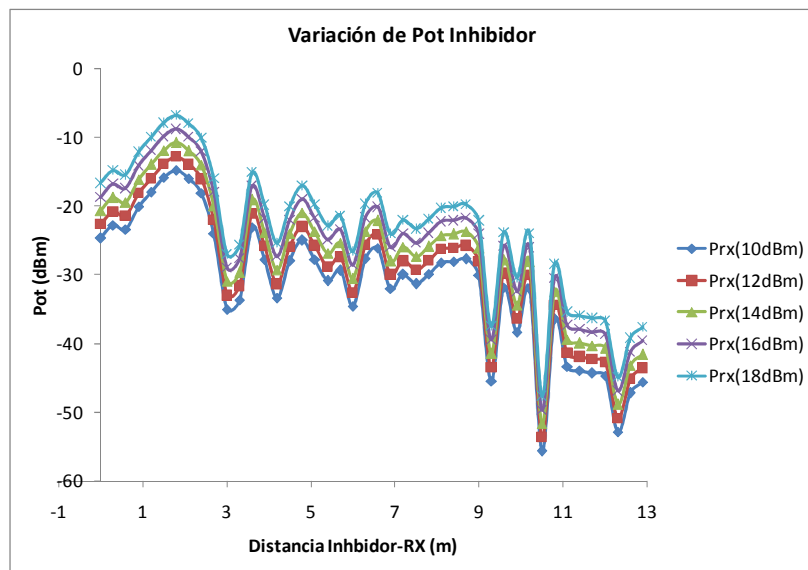


Figura 4.31: Potencia plano 3 X=5.4, Y=[1,13]

Plano 5 (1.5m)

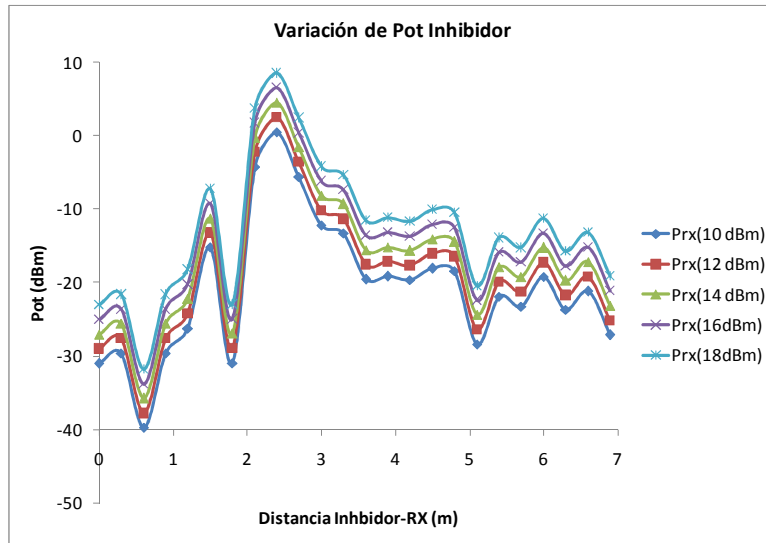


Figura 4.32: Potencia plano 5 Y=1.2, X=[1,7]

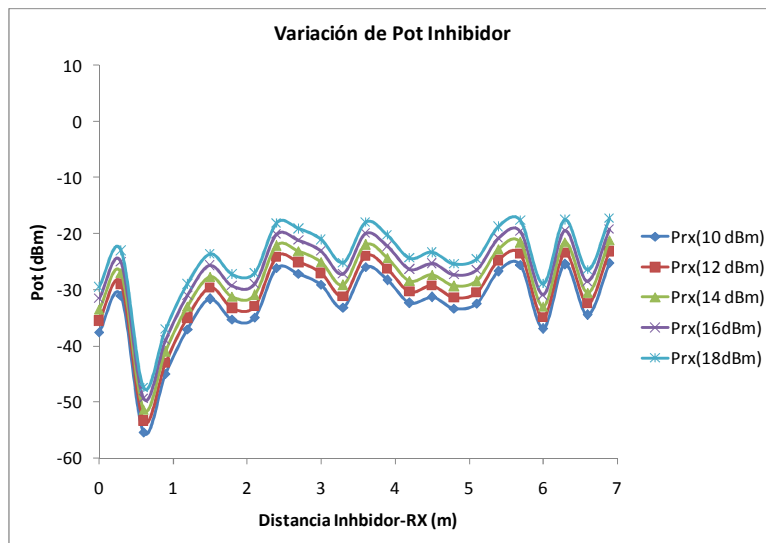


Figura 4.33: Potencia plano 5 Y=7.2, X=[1,7]

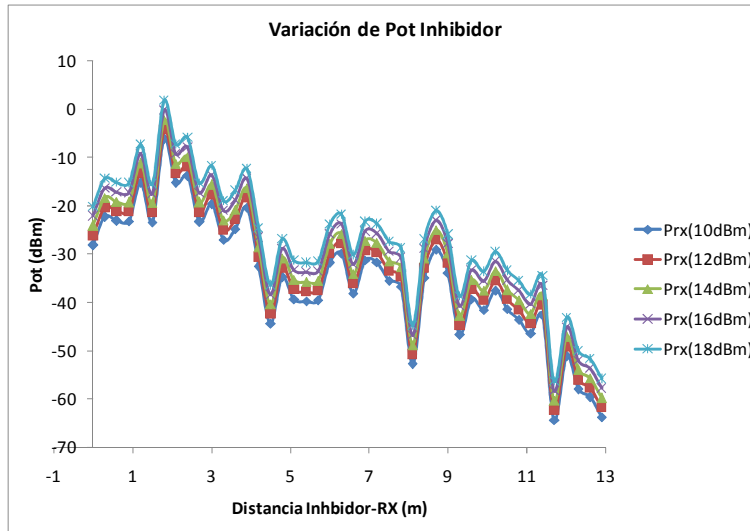


Figura 4.34 Potencia plano 5 X=1.5, Y=[1,13]

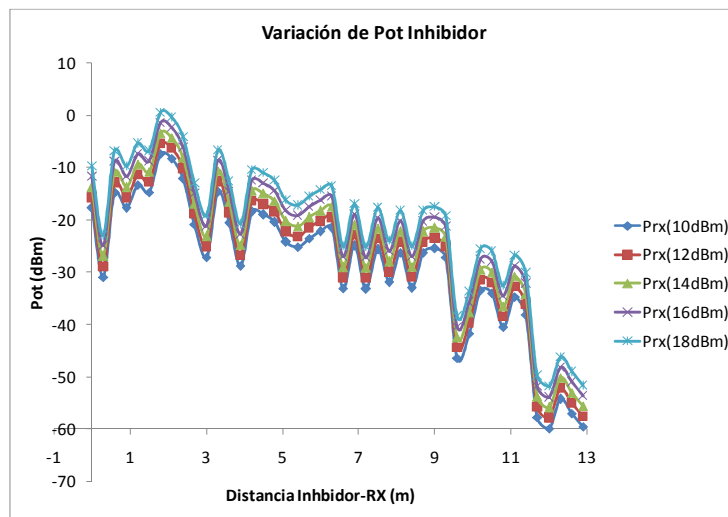


Figura 4.35: Potencia plano 5 X=3.3, Y=[1,13]

Plano 8 (2.4m)

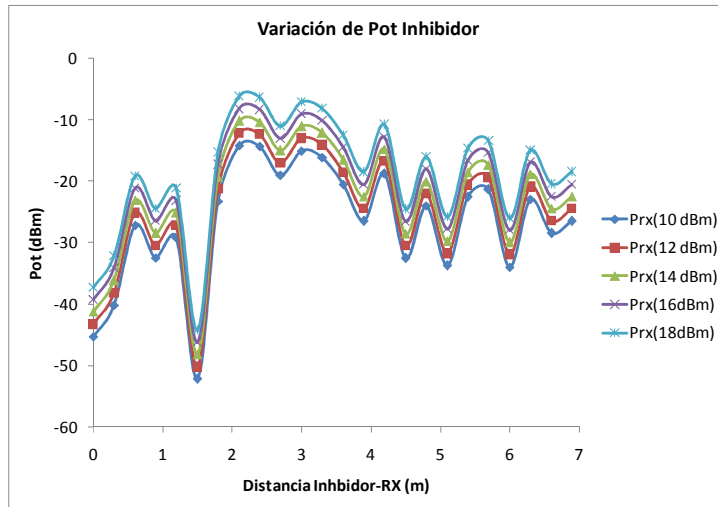


Figura 4.36: Potencia plano 8 Y=3.6, X=[1,7]

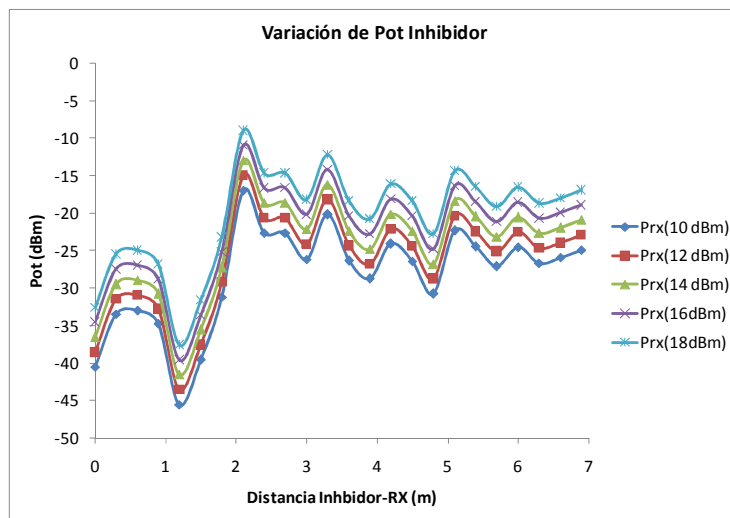


Figura 4.37: Potencia plano 8 Y=4.5, X=[1,7]

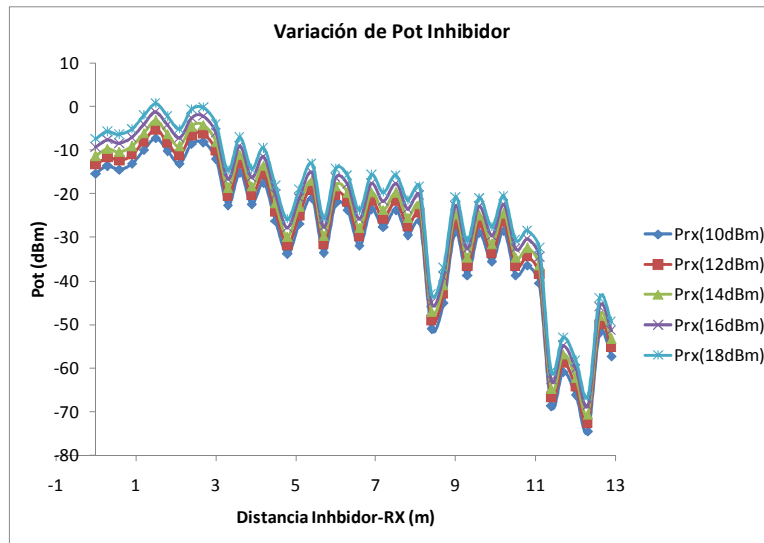


Figura 4.38: Potencia plano 8 X=3, Y=[1,13]

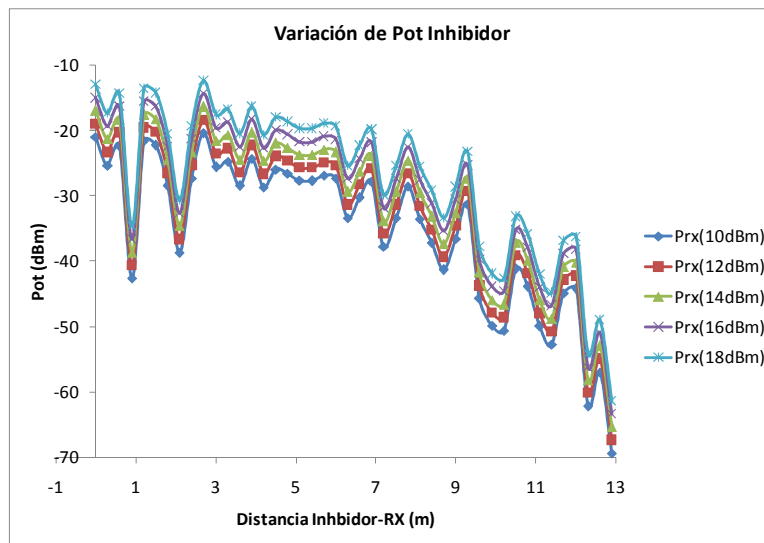


Figura 4.39: Potencia plano 8 X=6.6, Y=[1,13]

Plano 10 (3m)

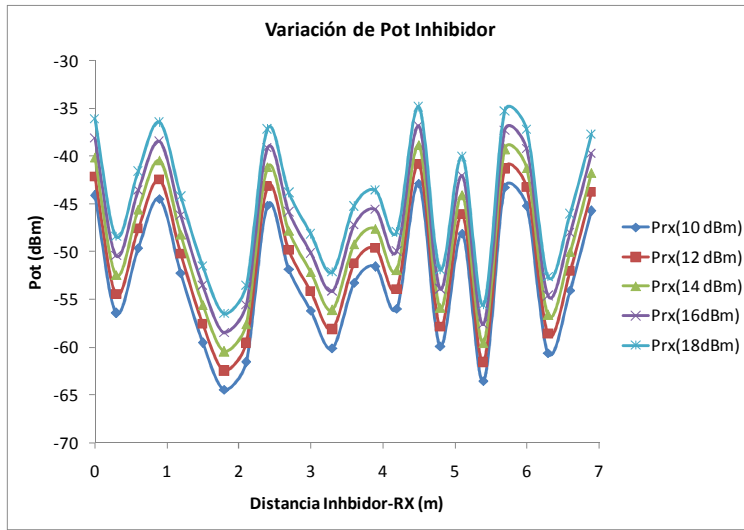


Figura 4.40:Potencia plano 10 Y=12.6, X=[1,7]

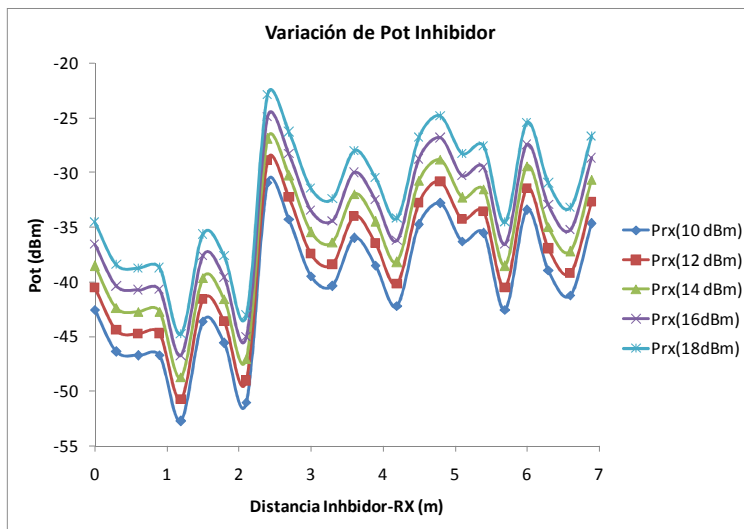


Figura 4.41: Potencia plano 10 Y=10.8, X=[1,7]

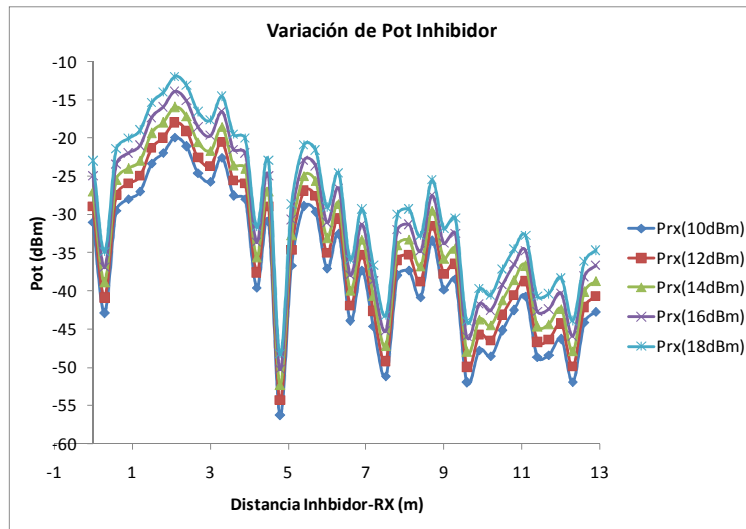


Figura 4.42: Potencia plano 10 X=0, Y=[1,13]

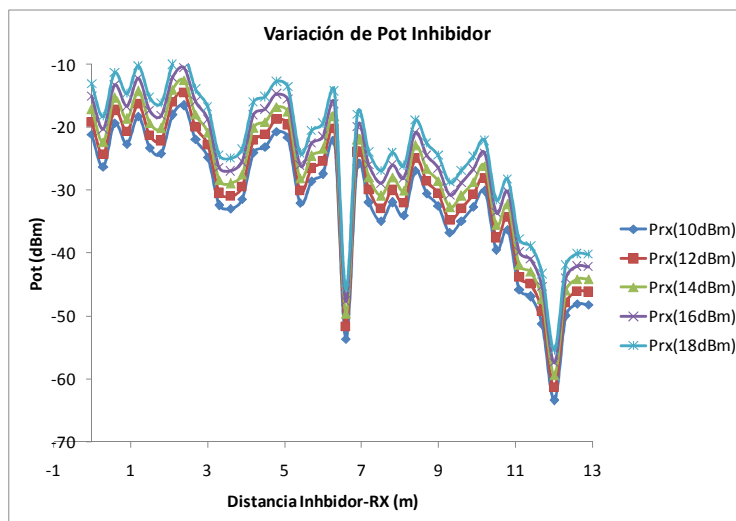


Figura 4.43: Potencia plano 10 X=5.1, Y=[1,13]

Plano 13 (3.9m)

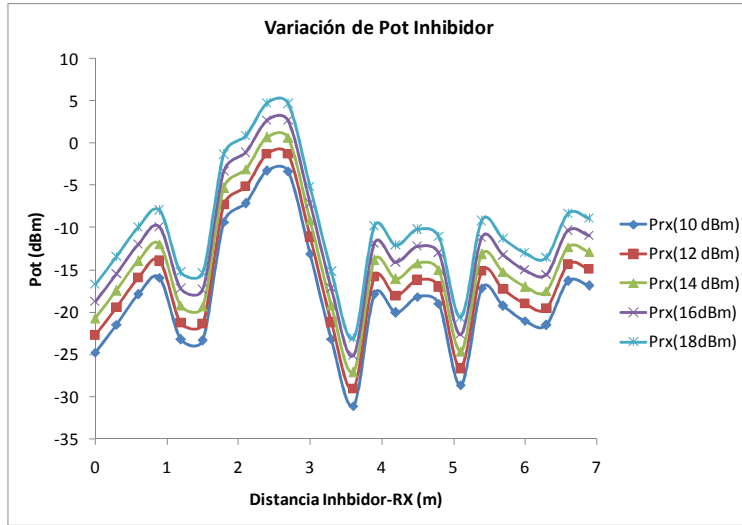


Figura 4.44: Potencia plano 13 Y=1.5, X=[1,7]

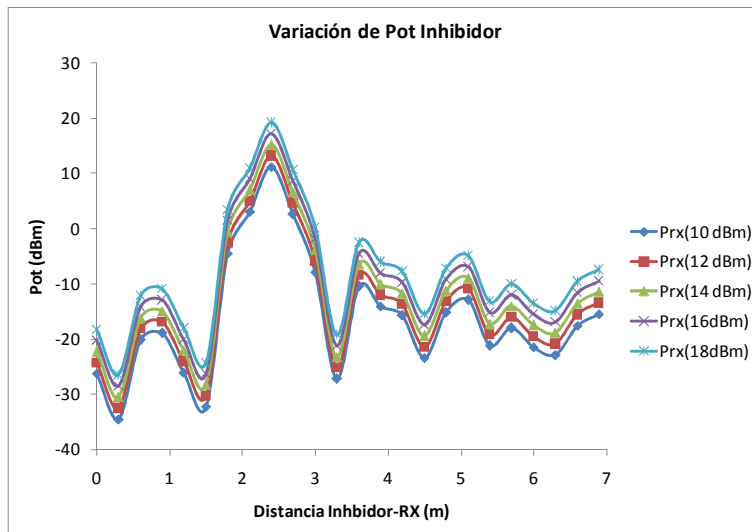


Figura 4.45: Potencia plano 13 Y=2.1, X=[1,7]

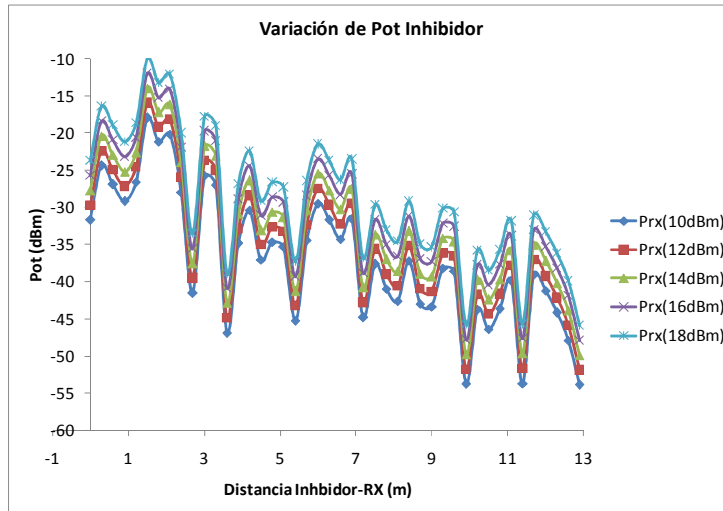


Figura 4.46: Potencia plano 13 X=0.6, Y=[1,13]

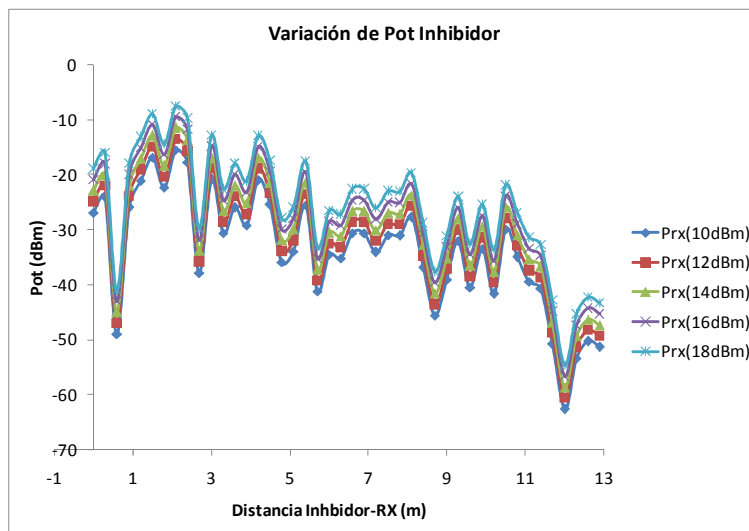


Figura 4.47: Potencia plano 13 X=6.9, Y=[1,13]

Plano 15 (4.5m)

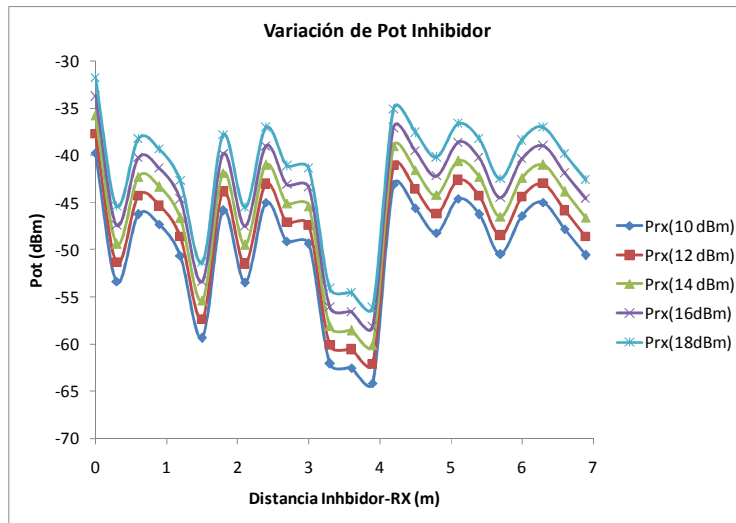
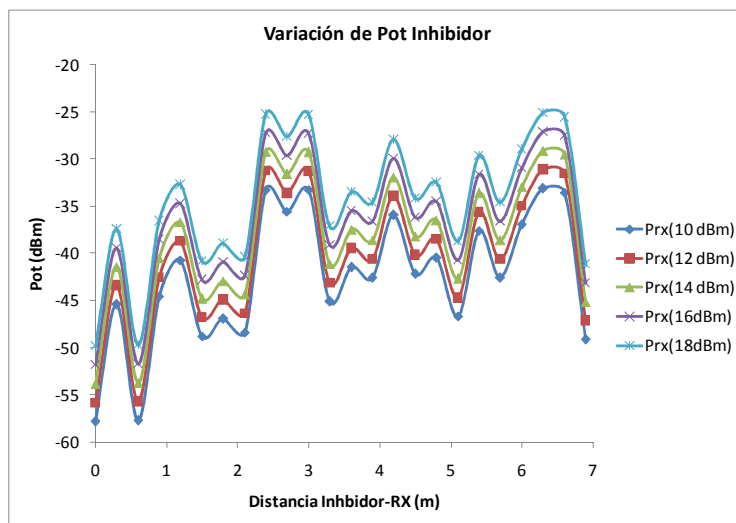


Figura 4.48: Potencia plano 15 Y=12, X=[1,7]



4.49: Potencia plano 15 Y=11.1, X=[1,7]

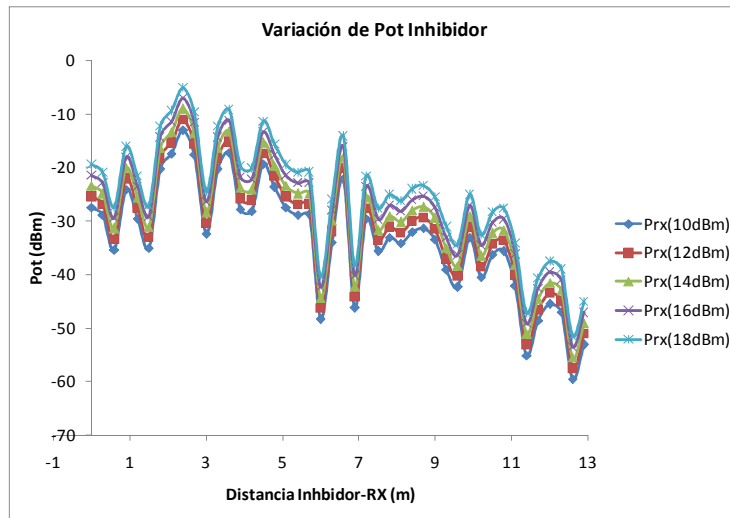


Figura 4.50: Potencia plano 15 X=4.5, Y=[1,13]

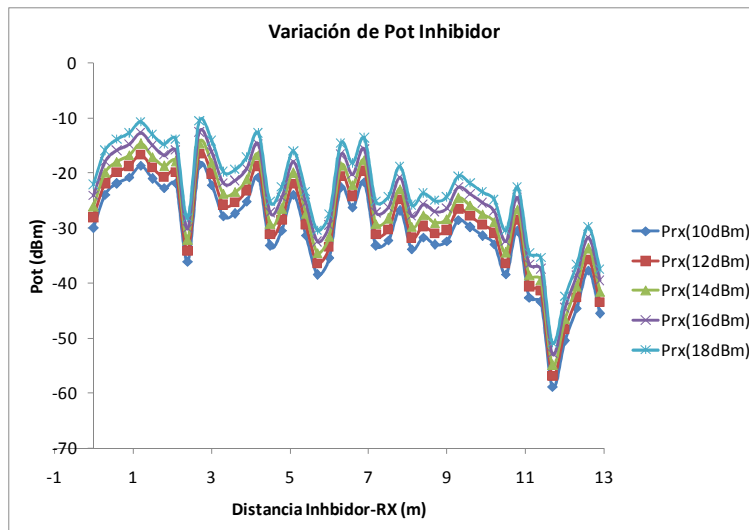


Figura 4.51: Potencia plano 15 X=5.7, Y=[1,13]

Las radiales a continuación, están tomadas con la señal que produce el transmisor ZigBee.

Plano 1 (0.3m)

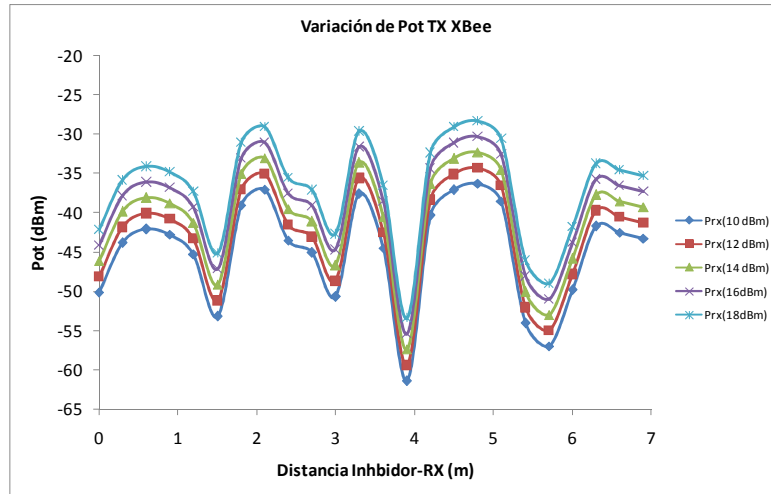


Figura 4.52: Potencia plano 1 Y=0, X=[1,7]

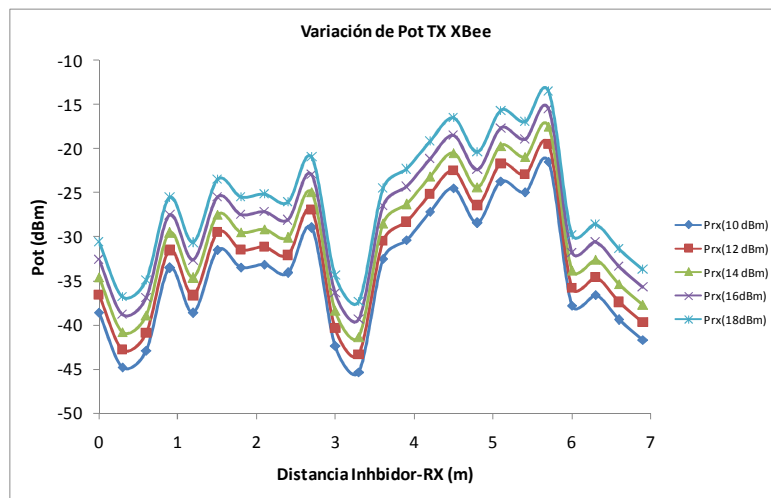


Figura 4.53: Potencia plano 1 Y=6, X=[1,7]

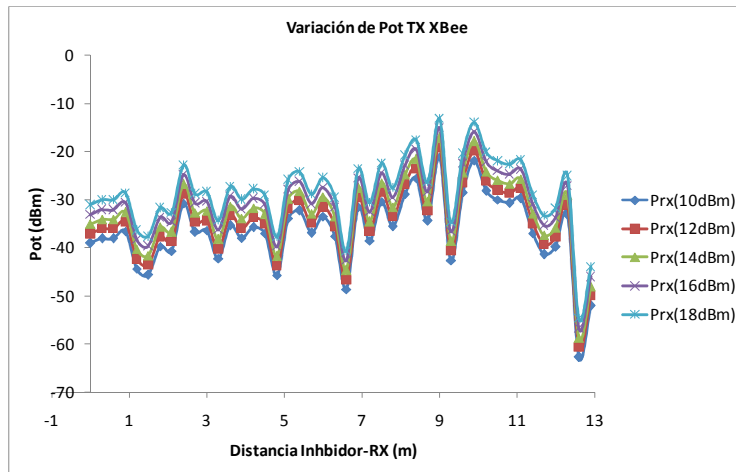


Figura 4.54: Potencia plano 1 X=1.8, Y=[1,13]

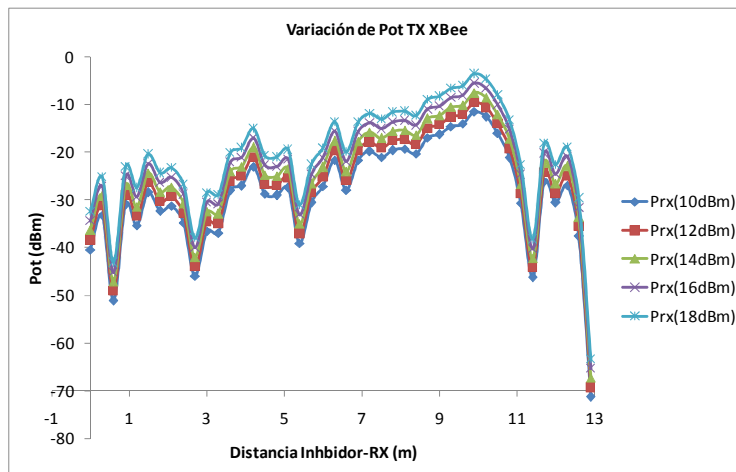


Figura 4.55: Potencia plano 1 X=4.2, Y=[1,13]

Plano 3 (0.9m)

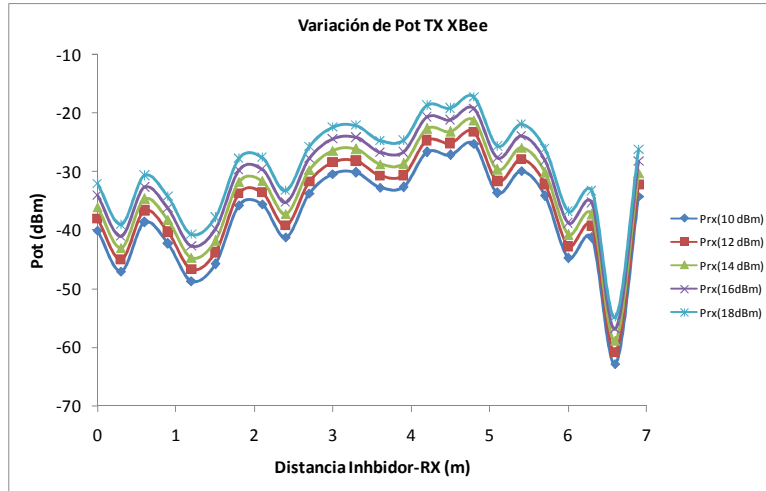


Figura 4.56: Potencia plano 3 Y=2.7, X=[1,7]

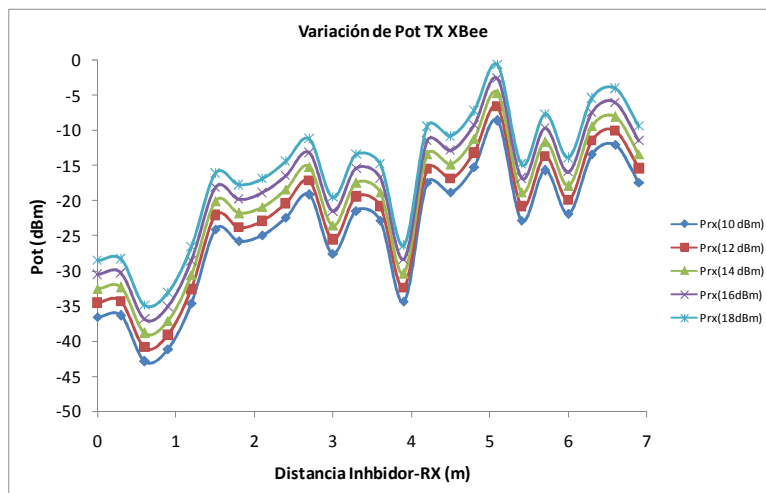


Figura 4.57: Potencia plano 3 Y=9, X=[1,7]

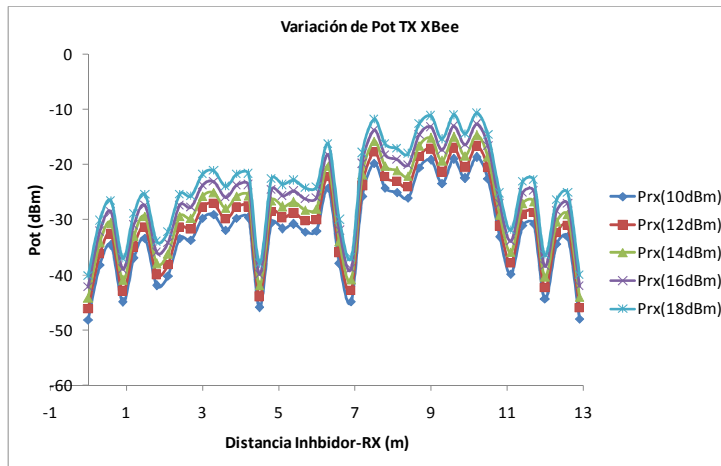


Figura 4.58: Potencia plano 3 X=2.7, Y=[1,13]

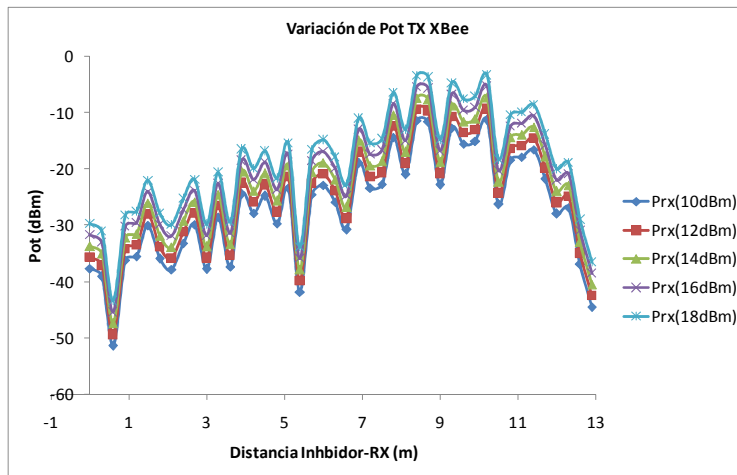


Figura 4.59: Potencia plano 3 X=5.4, Y=[1,13]

Plano 5 (1.5m)

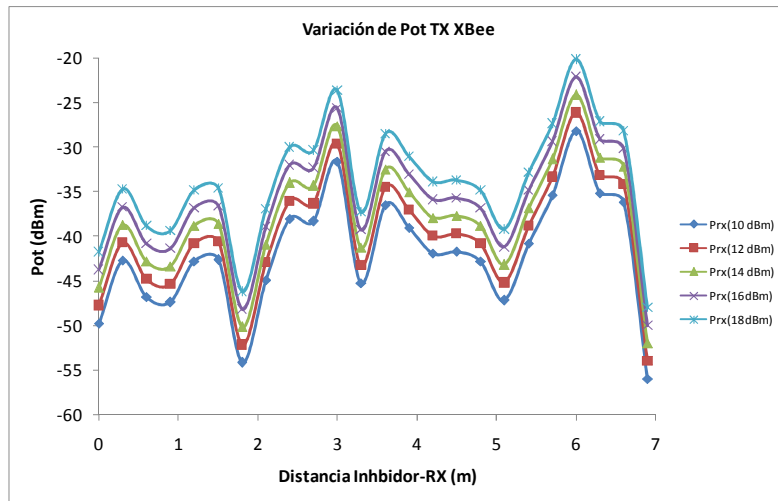


Figura 4.60: Potencia plano 5 Y=1.2, X=[1,7]

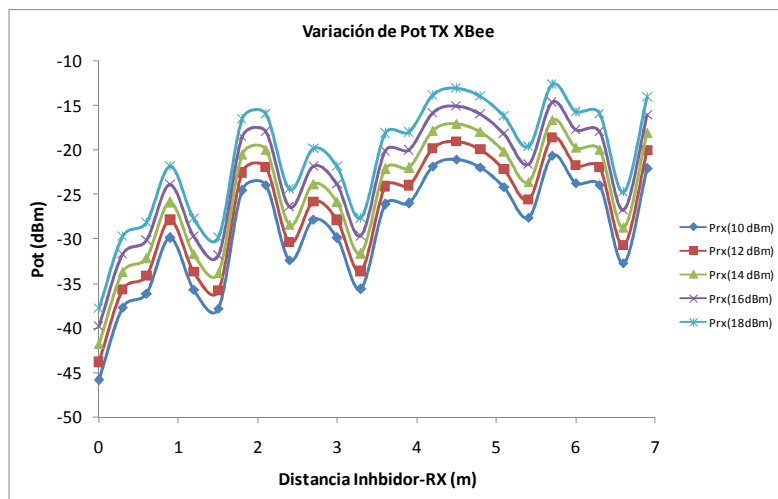


Figura 4.61: Potencia plano 5 Y=7.2, X=[1,7]

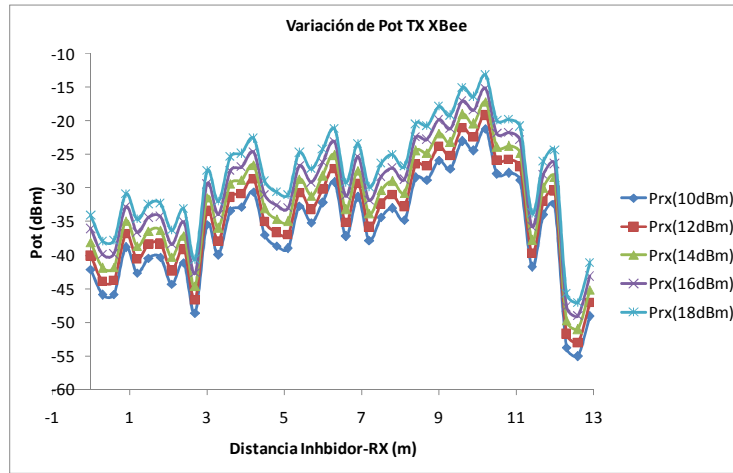


Figura 4.62: Potencia plano 5 X=1.5, Y=[1,13]

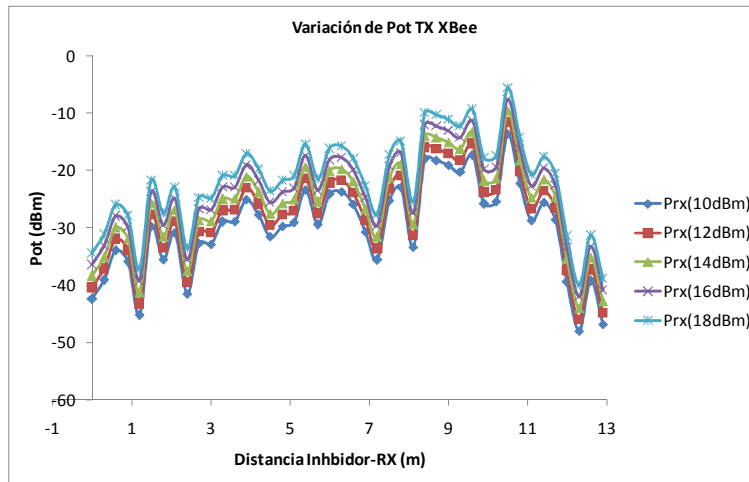


Figura 4.63: Potencia plano 5 X=3.3, Y=[1,13]

Plano 8 (2.4m)

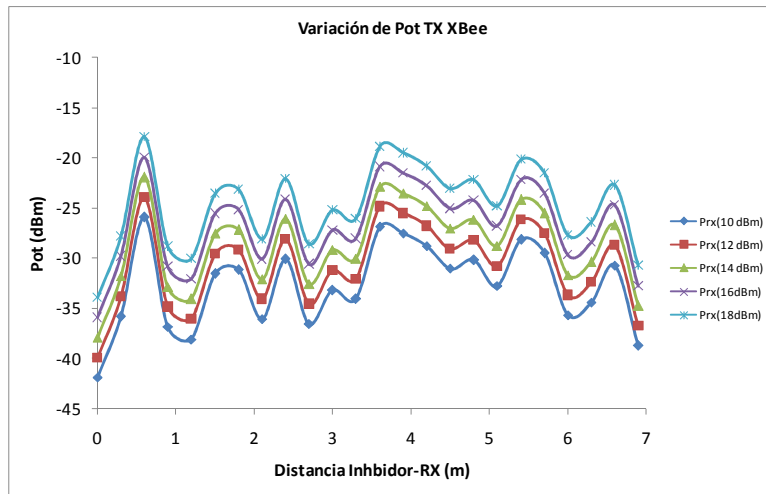


Figura 4.64: Potencia plano 8 Y=3.6, X=[1,7]

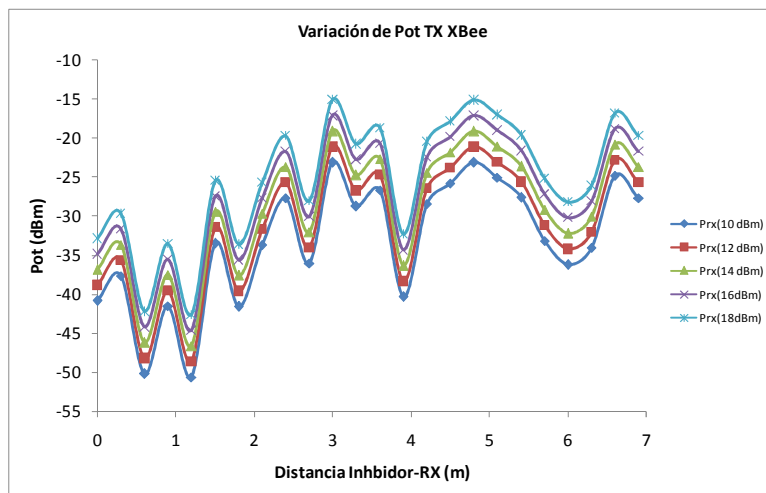


Figura 4.65: Potencia plano 8 Y=4.5, X=[1,7]

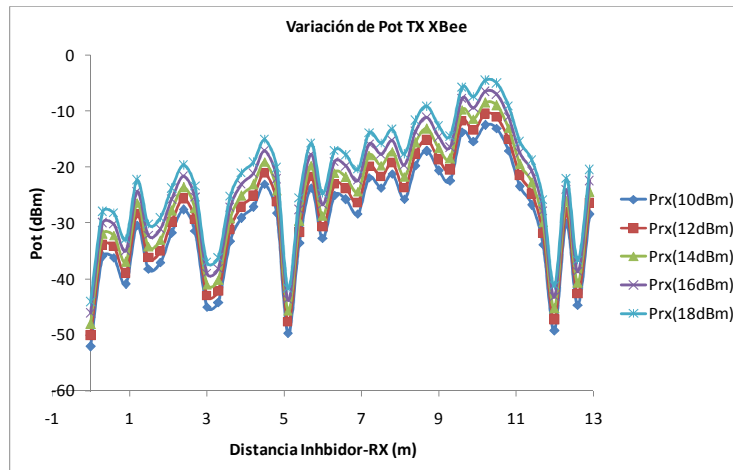


Figura 4.66: Potencia plano 8 X=3, Y=[1,13]

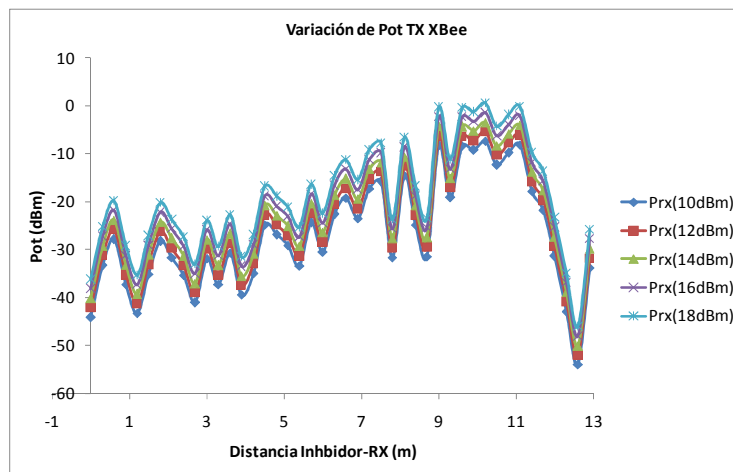


Figura 4.67: Potencia plano 8 X=6.6, Y=[1,13]

Plano 10 (3m)

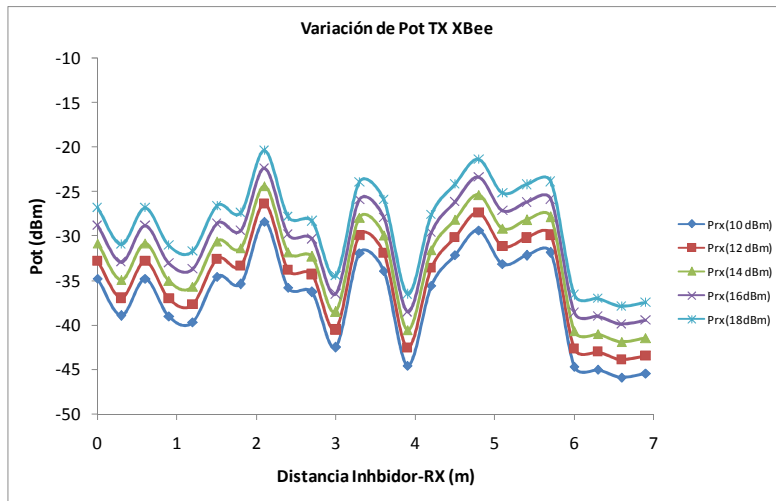


Figura 4.68: Potencia plano 10 Y=12.6, X=[1,7]

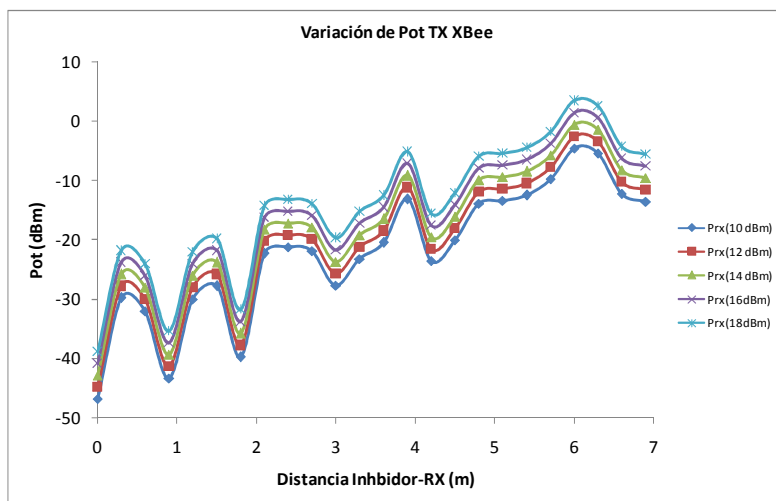


Figura 4.69: Potencia plano 10 Y=10.8, X=[1,7]

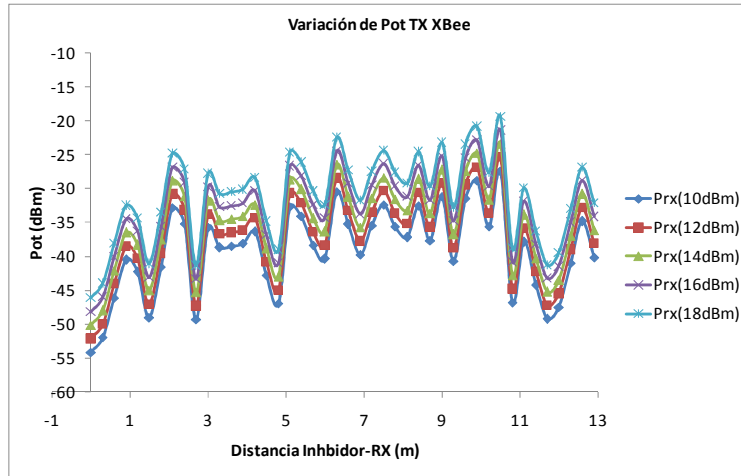


Figura 4.70: Potencia plano 10 X=0, Y=[1,13]

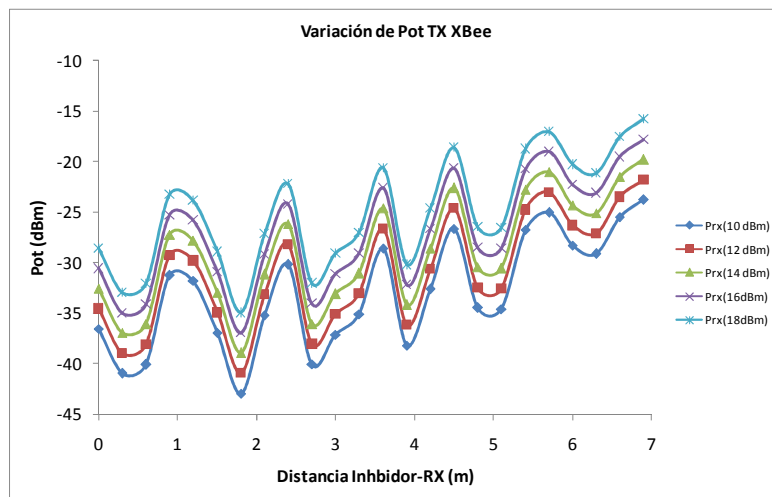


Figura 4.71: Potencia plano 10 X=5.1, Y=[1,13]

Plano 13 (3.9m)

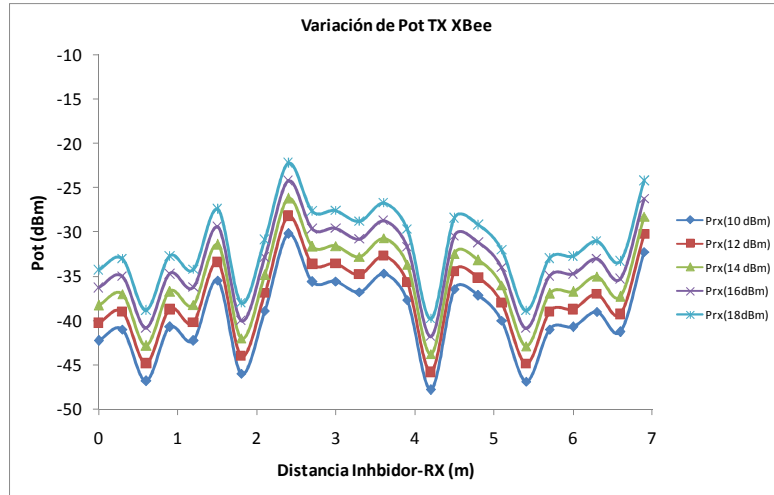


Figura 4.72: Potencia plano 13 Y=1.5, X=[1,7]

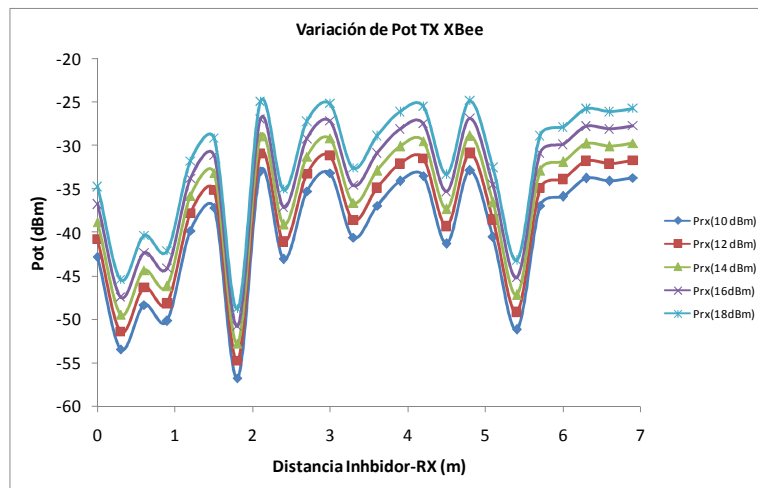


Figura 4.73: Potencia plano 13 Y=2.1, X=[1,7]

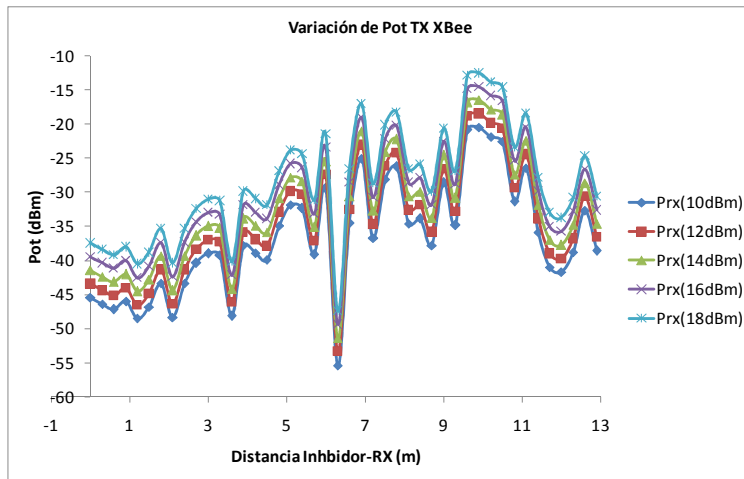


Figura 4.74: Potencia plano 13 X=0.6, Y=[1,13]

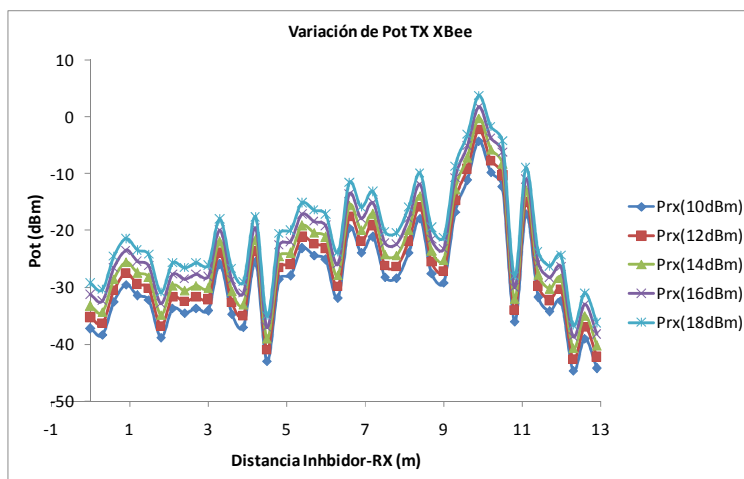


Figura 4.75: Potencia plano 13 X=6.9, Y=[1,13]

Plano 15 (4.5m)

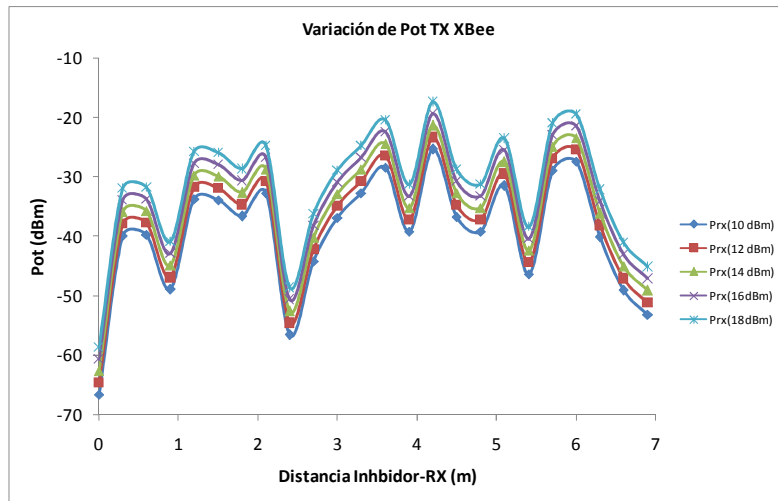


Figura 4.76: Potencia plano 15 Y=12, X=[1,7]

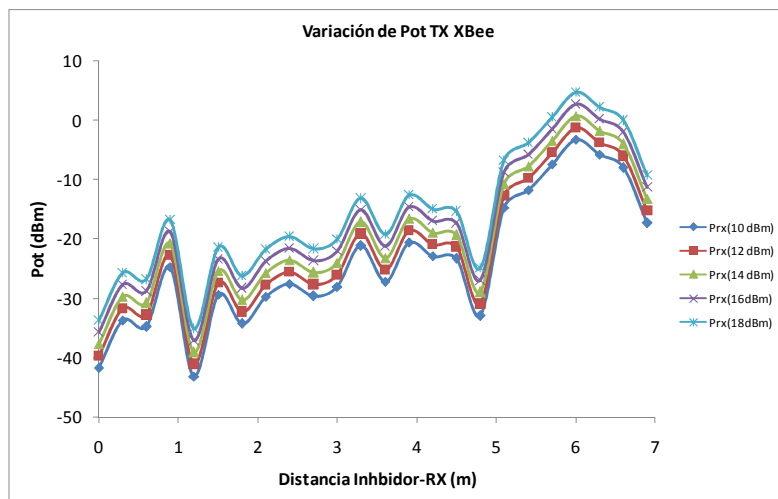


Figura 4.77: Potencia plano 15 Y=11.1, X=[1,7]

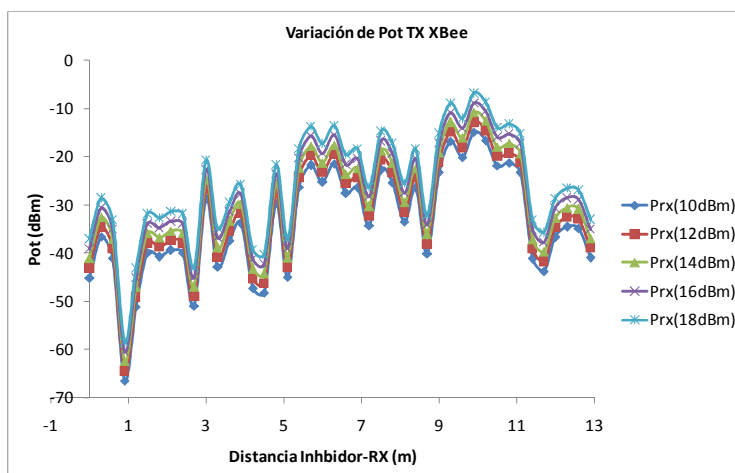


Figura 4.78: Potencia plano 15 X=4.5, Y=[1,13]

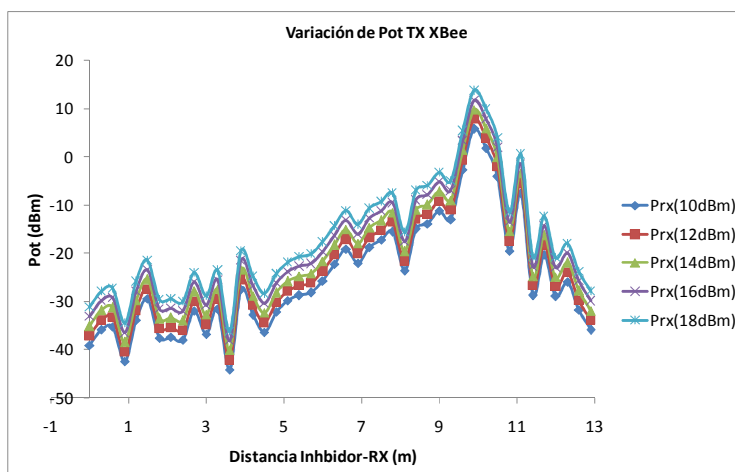


Figura 4.79: Potencia plano 15 X=5.7, Y=[1,13]

Como podemos observar, la potencia varía según el plano de simulación que tomemos, los obstáculos que encuentre y por la reflexión de la propia onda. Las radiales tomadas son variando el eje X y dejando el Y fijo y viceversa,

Con los resultados obtenidos de las radiales de los planos, se ha realizado la relación señal ruido (SNR) de dichas líneas de potencia.

Plano 1 (0.3m)

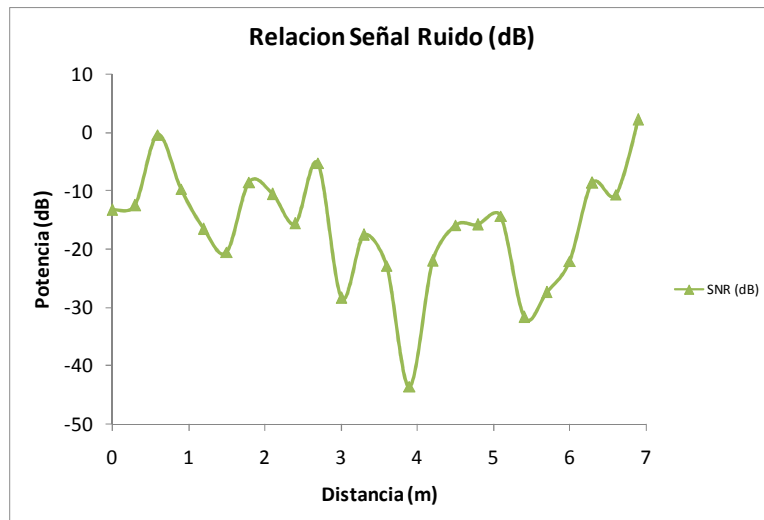


Figura 4.80: SNR plano 1 Y=0, X=[1,7]

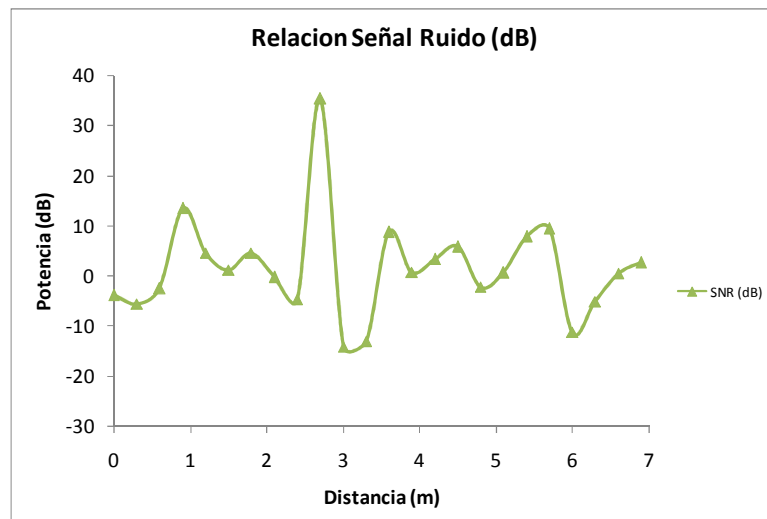


Figura 4.81: SNR plano 1 Y=6, X=[1,7]

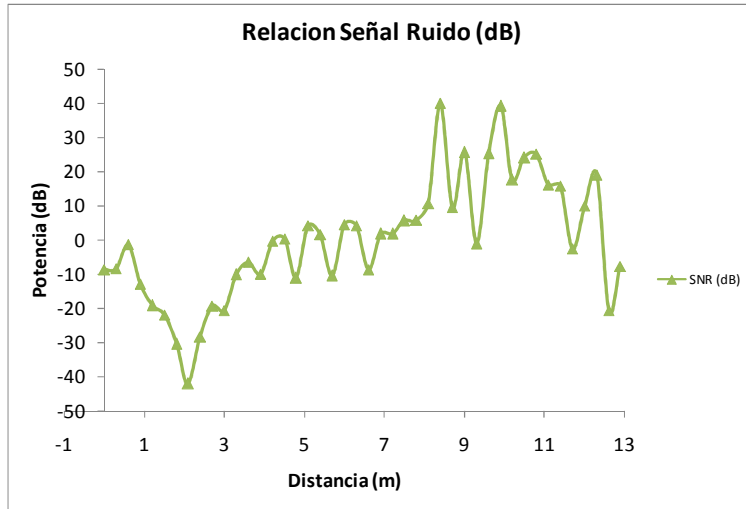


Figura 4.82: SNR plano 1 X=1.8, Y=[1,13]

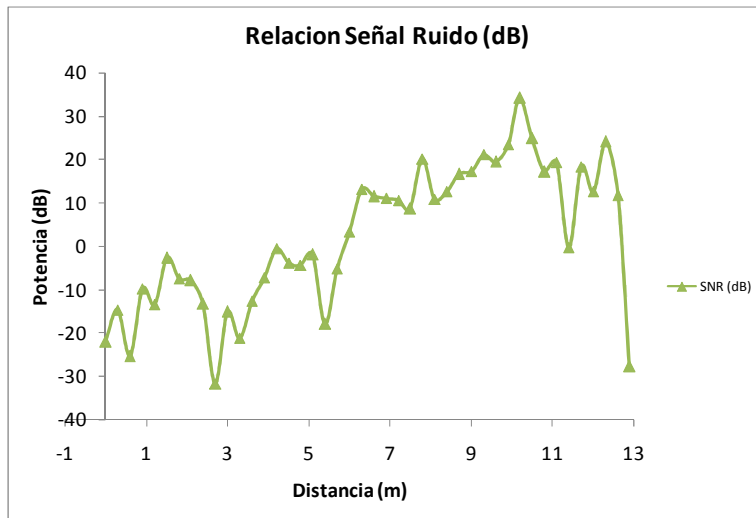


Figura 4.83: SNR plano 1 X=4.2, Y=[1,13]

Plano 3 (0.9m)

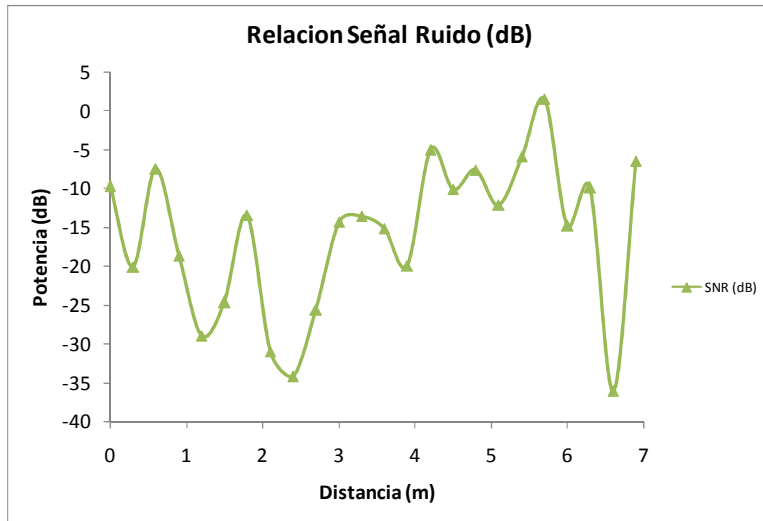


Figura 4.84: SNR plano 3 Y=2.7, X=[1,7]

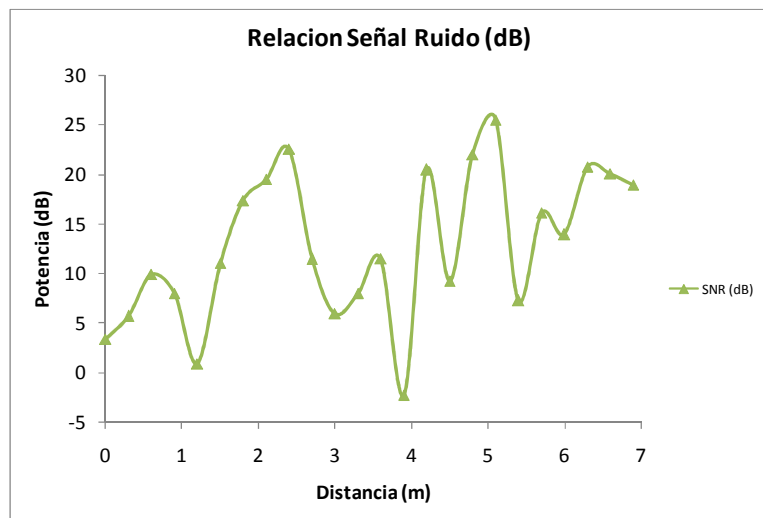


Figura 4.85: SNR plano 3 Y=9, X=[1,7]

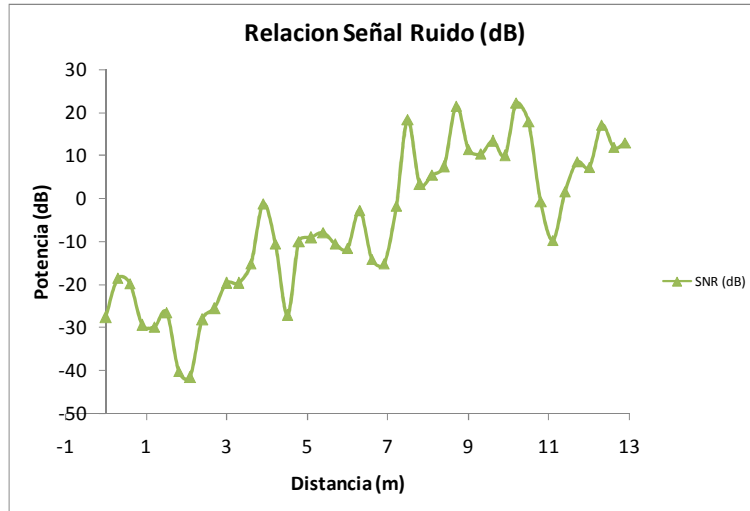


Figura 4.86: SNR plano 3 X=2.7, Y=[1,13]

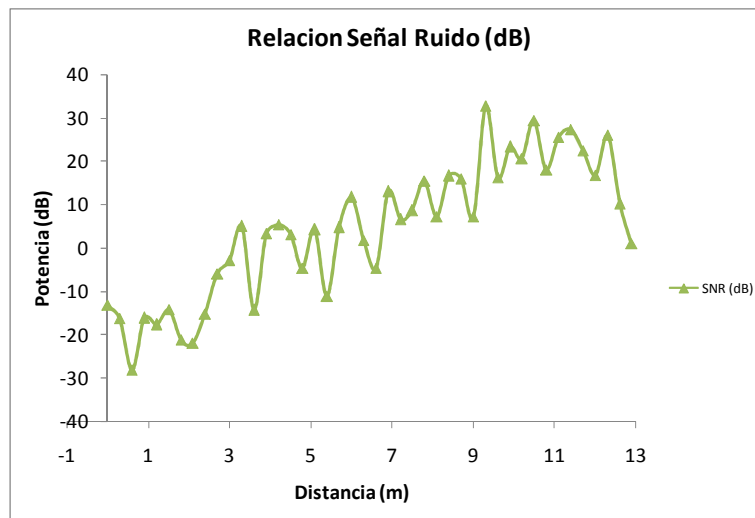


Figura 4.87: SNR plano 3 X=5.4, Y=[1,13]

Plano 5 (1.5m)

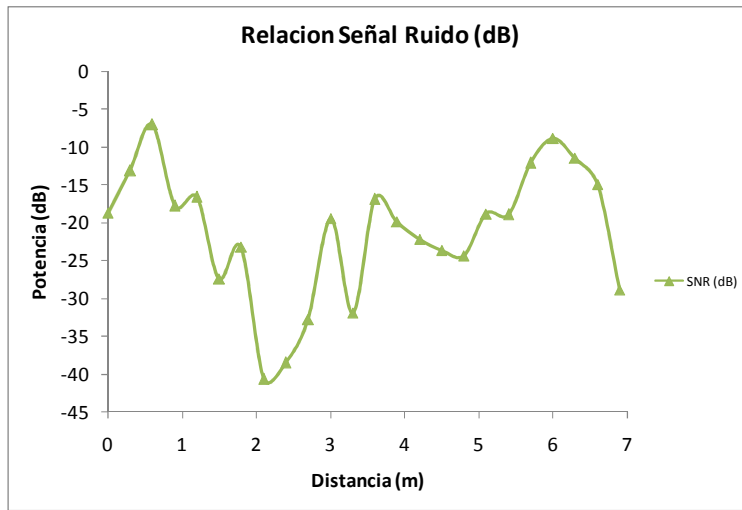


Figura 4.88: SNR plano 5 Y=1.2, X=[1,7]

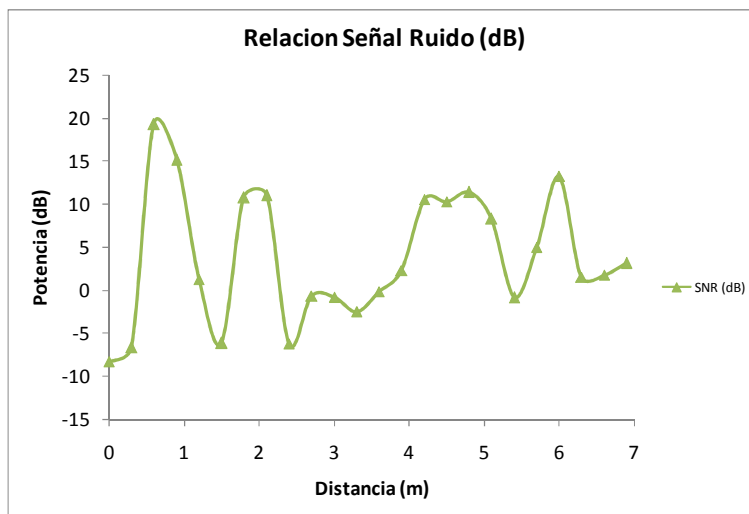


Figura 4.89: SNR plano 5 Y=7.2, X=[1,7]

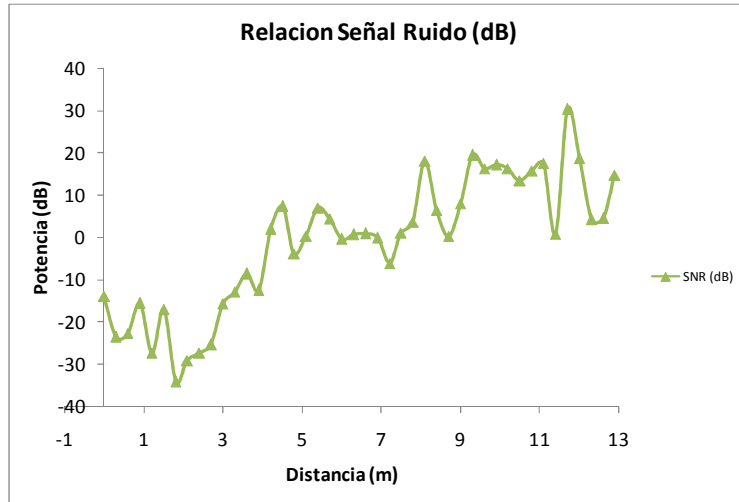


Figura 4.90: SNR plano 5 X=1.5, Y=[1,13]

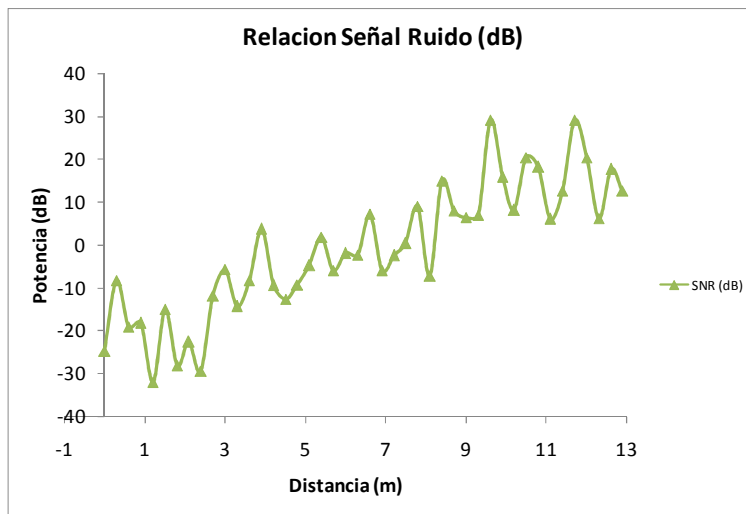


Figura 4.91: SNR plano 5 X=3.3, Y=[1,13]

Plano 8 (2.4m)

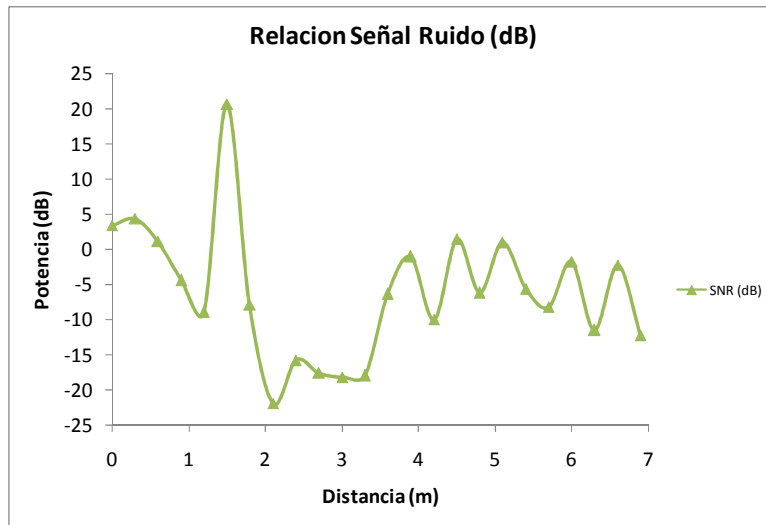


Figura 4.92: SNR plano 8 Y=3.6, X=[1,7]

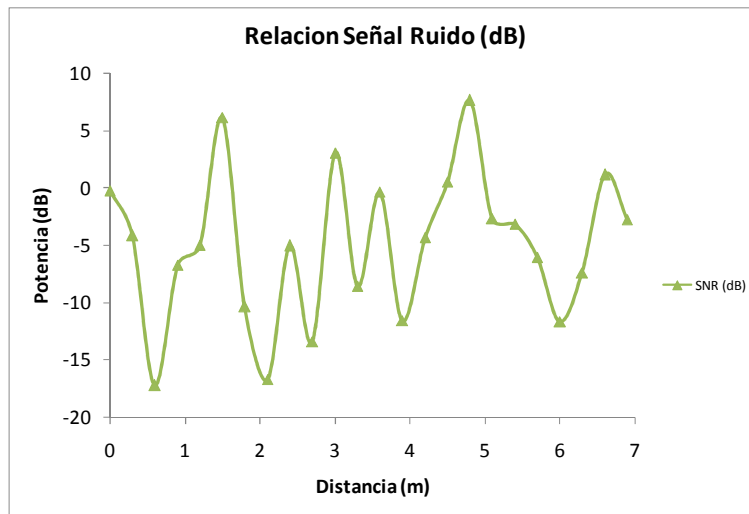


Figura 4.93: SNR plano 8 Y=4.5, X=[1,7]

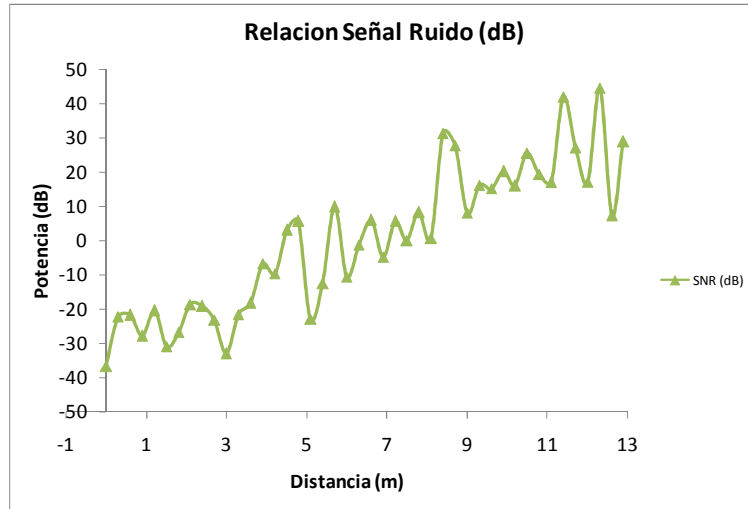


Figura 4.94: SNR plano 8 X=3, Y=[1,13]

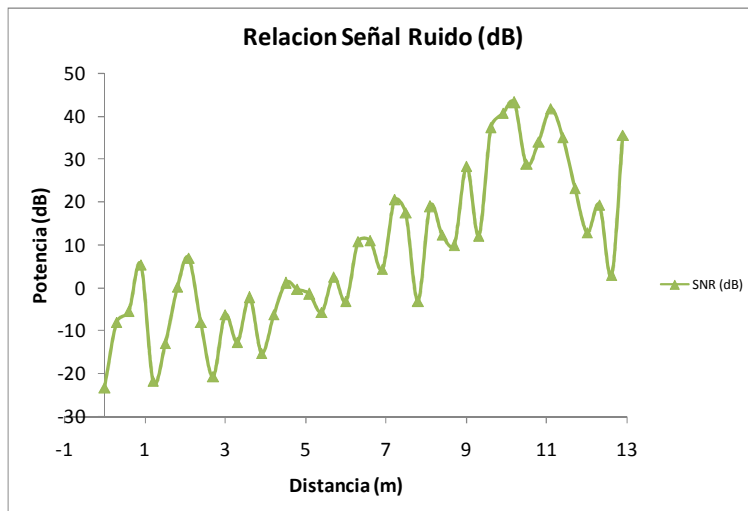


Figura 4.95: SNR plano 8 X=6.6, Y=[1,13]

Plano 10 (3m)

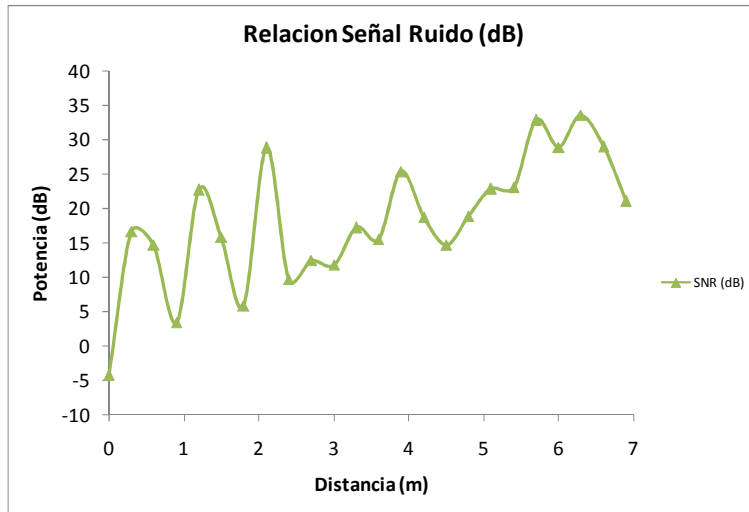


Figura 4.96: SNR plano 10 Y=10.8, X=[1,7]

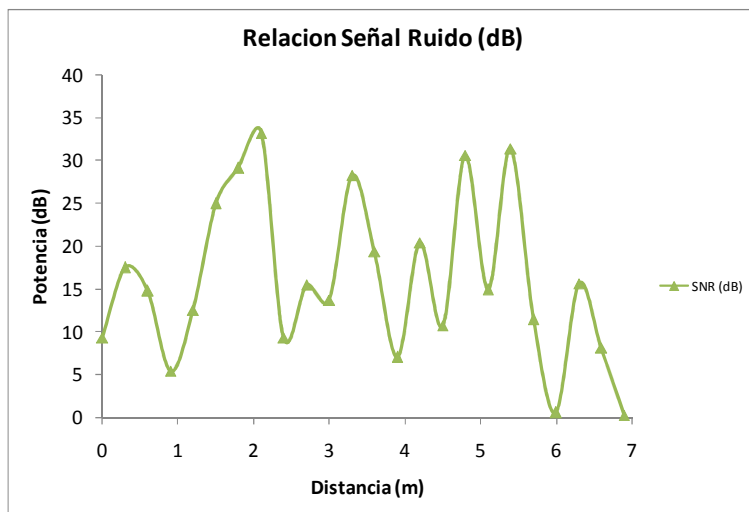


Figura 4.97: SNR plano 10 Y=12.6, X=[1,7]

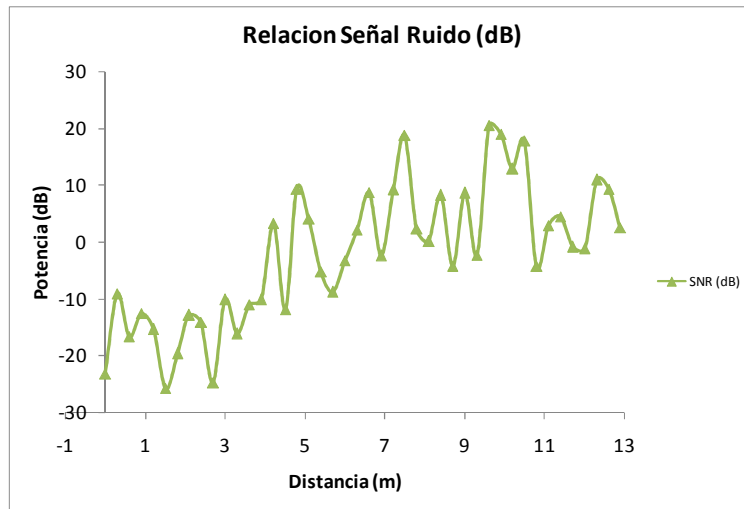


Figura 4.98: SNR plano 10 X=0, Y=[1,13]

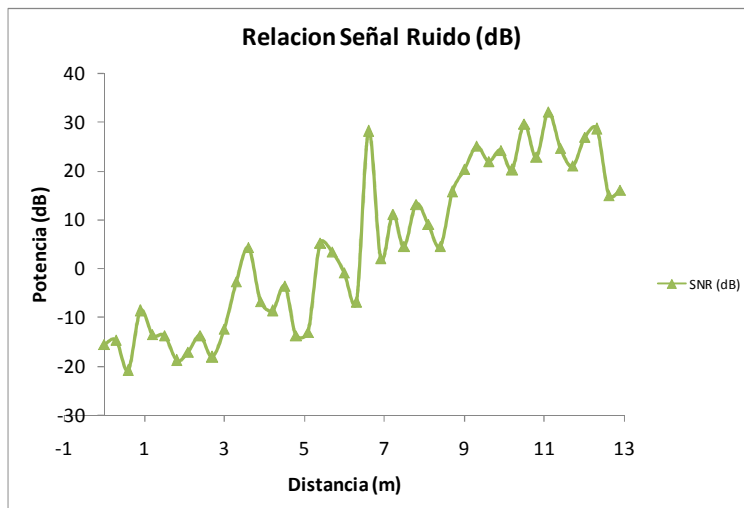


Figura 4.99: SNR plano 10 X=5.1, Y=[1,13]

Plano 13 (3.9m)

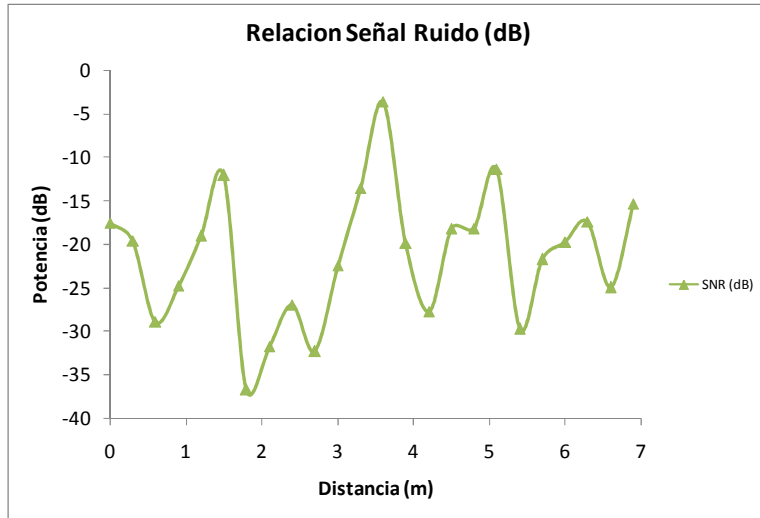


Figura 4.100: SNR plano 13 Y=1.5, X=[1,7]

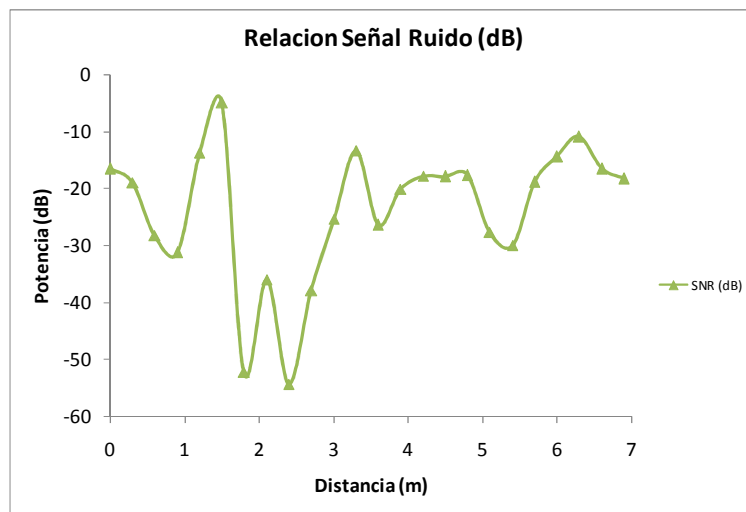


Figura 4.101: SNR plano 13 Y=2.1, X=[1,7]

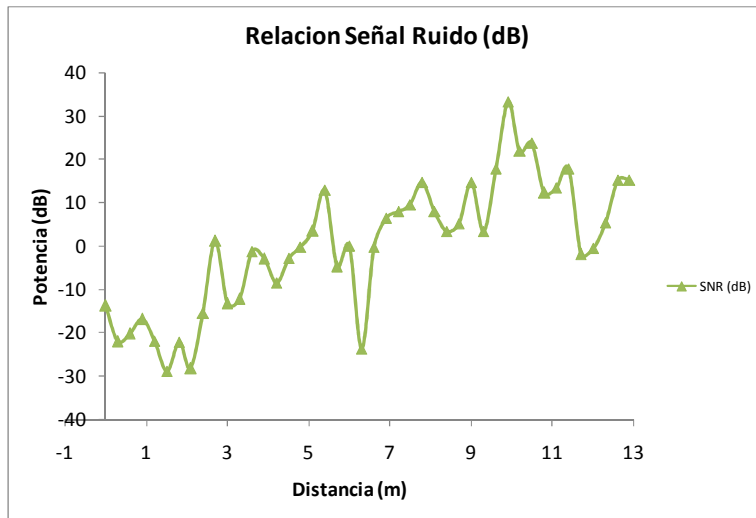


Figura 4.102: SNR plano 13 X=0.6, Y=[1,13]

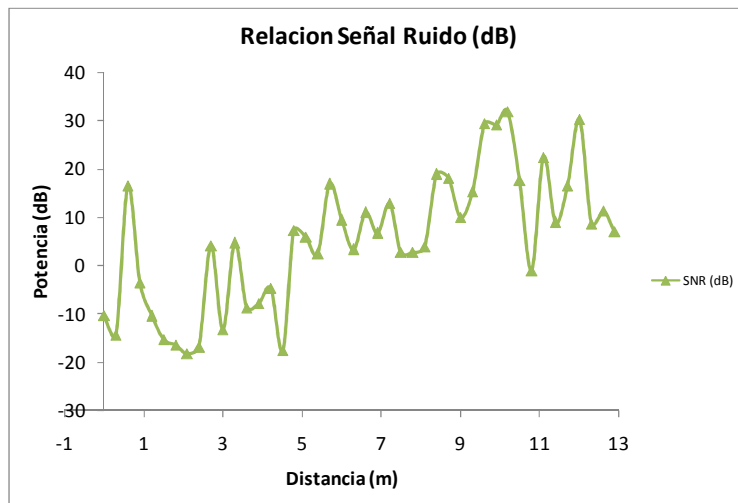


Figura 4.103: SNR plano 13 X=6.9, Y=[1,13]

Plano 15 (4.5m)

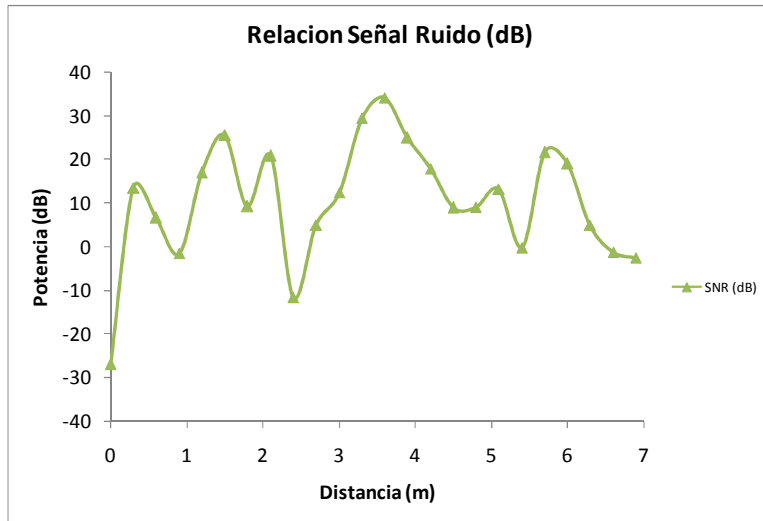


Figura 4.104: SNR plano 15 Y=12, X=[1,7]

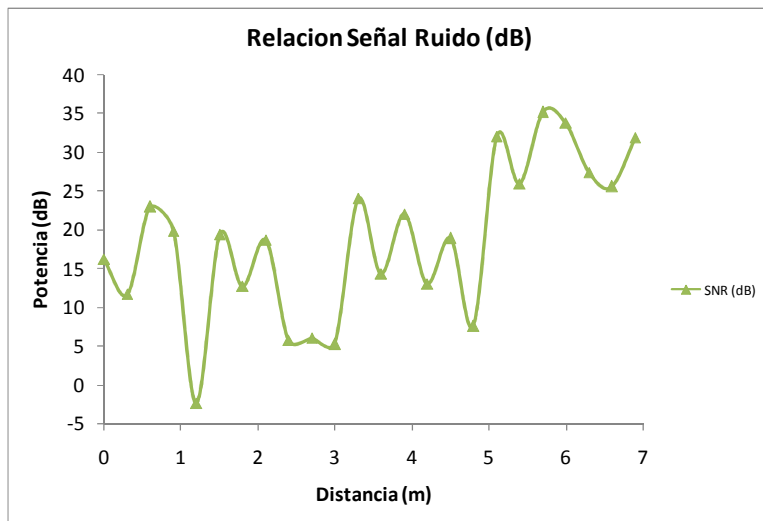


Figura 4.105: SNR plano 15 Y=11.1, X=[1,7]

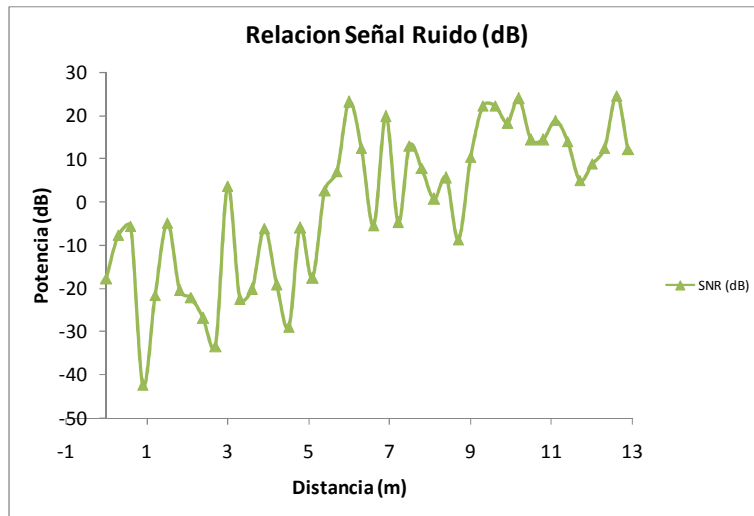


Figura 4.106: SNR plano 15 X=4.5, Y=[1,13]

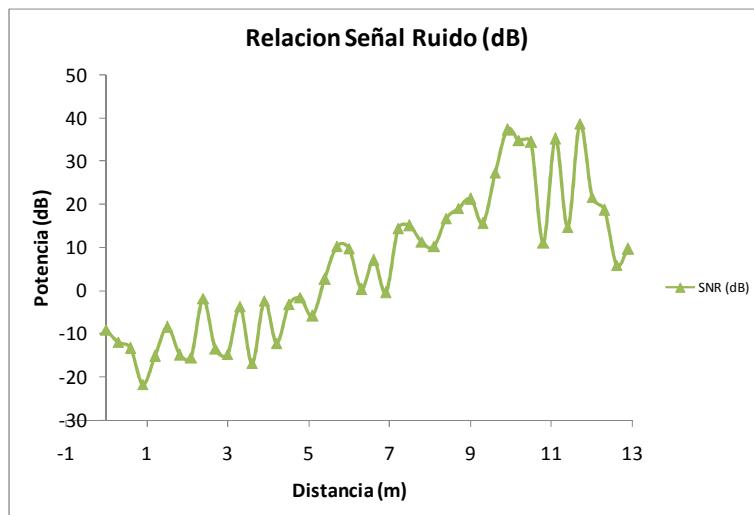


Figura 4.107: SNR plano 15 X=5.7, Y=[1,13]

Bibliografía

- [1] *José María Hernando Rábanos. Transmisión por radio. Editorial universitaria Ramón Areces, 5th edition, 2006.*
- [2] *William Stallings. Data and Computer Communication. Editorial Prentice Hall, 7th Edition, 2004*
- [3] *Richard L. Norton The development of a dynamic target and countermeasure simulator. IEEE, 1960, pp.587-590.*
- [4] *Lei Zhang, Jian Ren, Tongtong Li. Jamming Mitigation Techniques based on Message-Driven Frequency Hopping. IEEE 2009 pp.*

Proyecto de Fin de Carrera

DISEÑO Y ANÁLISIS DE UN SISTEMA
DE INHIBICIÓN DE FRECUENCIA
PORTÁTIL EN UN ENTORNO
INALÁMBRICO INTERIOR



Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones
Especialización en Imagen y Sonido

Autor: Luis García García

Tutor: Francisco Javier Falcone Lanas

Contenidos

1. Introducción
2. Inhibidores
3. Objetivos
4. Desarrollo
5. Resultados
6. Conclusiones

Introducción

¿Por qué este proyecto?

1.

2.

3.

4.

5.

6.



Inhibidores

1.

2.

3.

4.

5.

6.

- ¿Qué son?
- Funcionamiento
- Usos
- Restricciones

Objetivos

1.

2.

3.

4.

5.

6.

- Estudio teórico
- Montaje de un inhibidor portátil
- Estudio Practico

Objetivos

- Estudio teórico
 - Simulaciones de una red ZigBee



1.

2.

3.

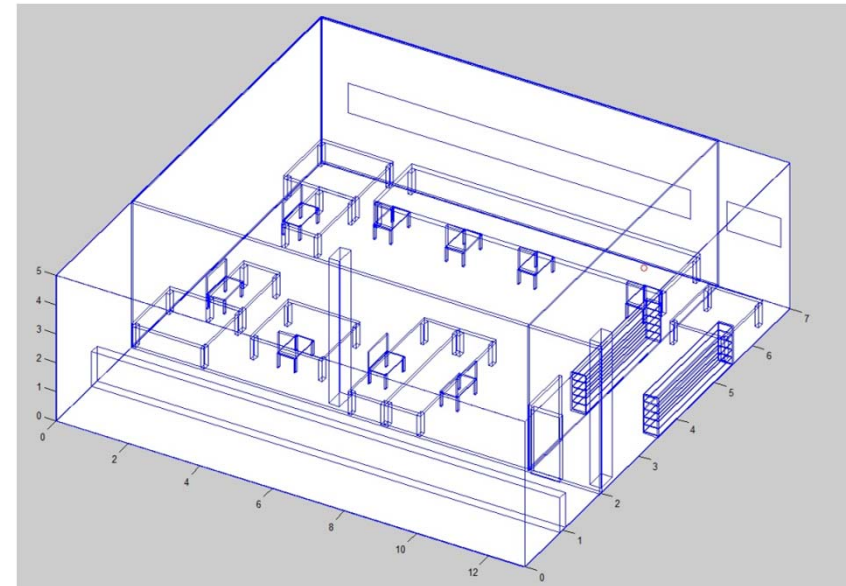
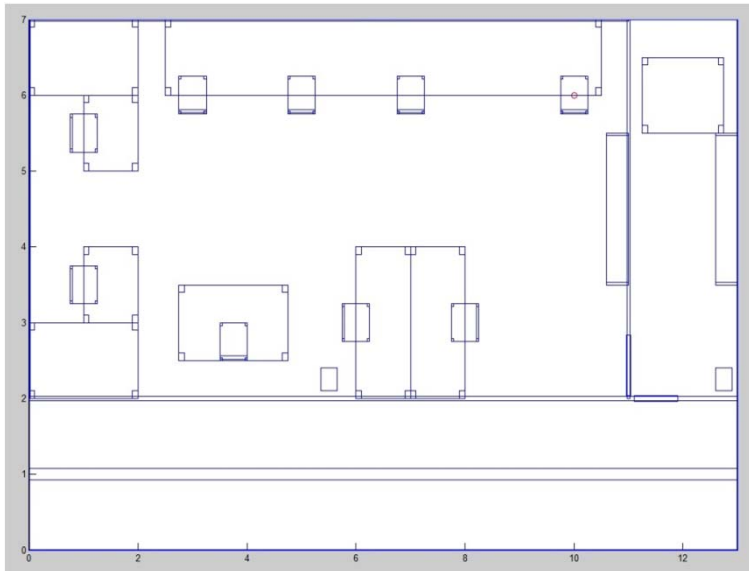
4.

5.

6.

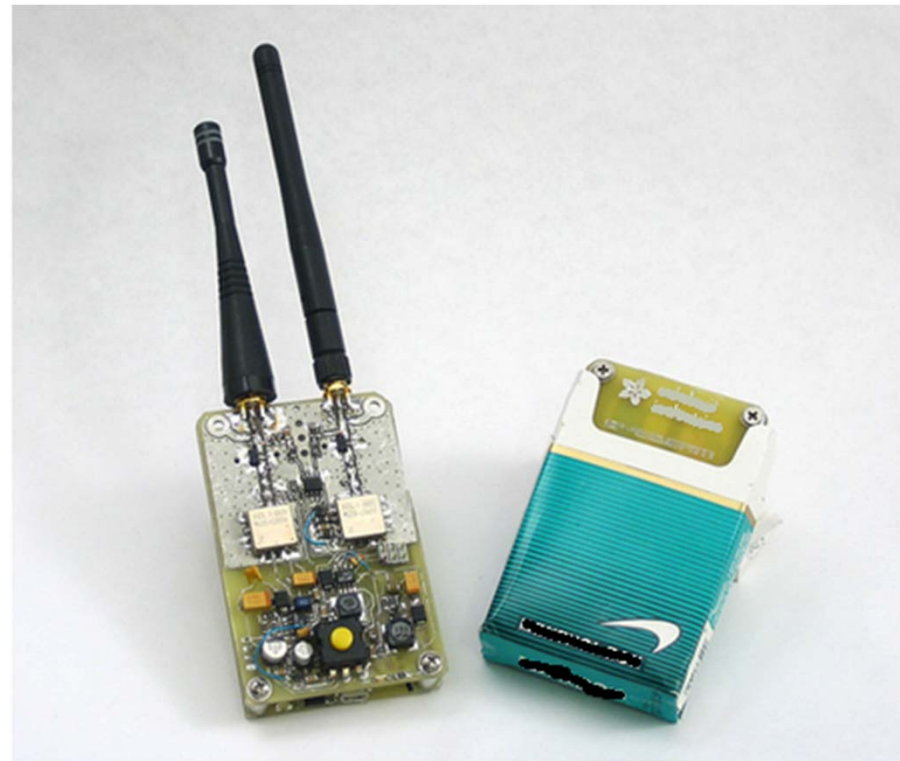
Objetivos

- Laboratorio de Simulación
 - Laboratorio del edificio Jerónimo de Ayanz de la universidad publica de navarra



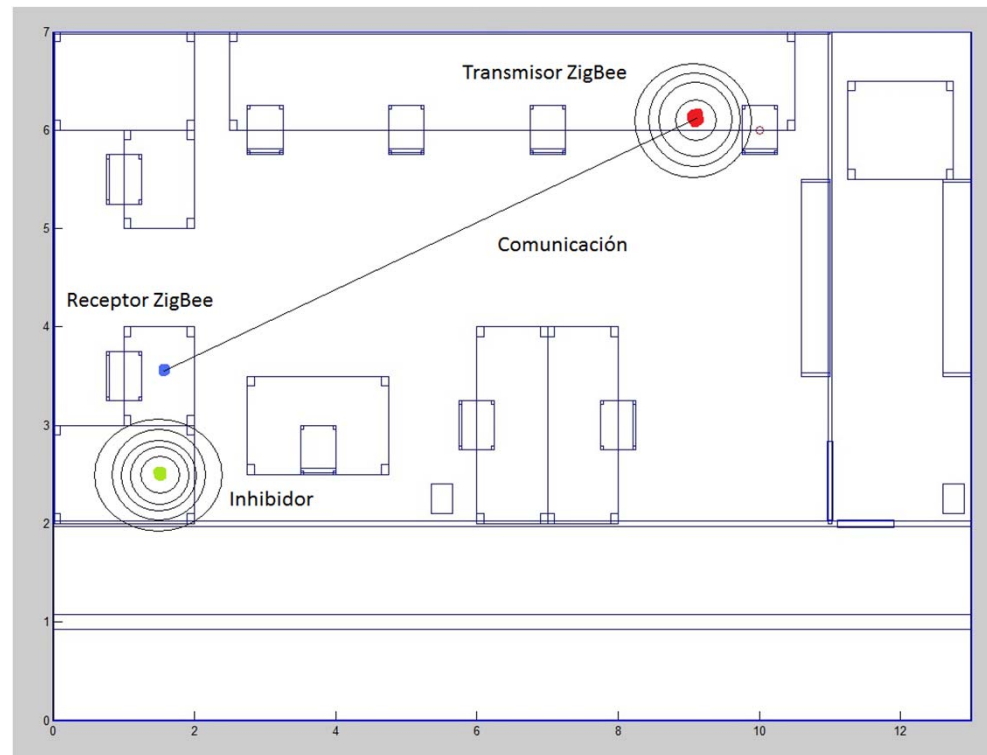
Objetivos

- Montaje de un inhibidor portátil.
 - www.ladyada.net/make/wavebubble



Objetivos

- Estudio practico.



Desarrollo

1.

- Desarrollo principal

2.

- Fallos

3.

4.

- Alternativas al montaje

5.

6.

- Solución final

1.

2.

3.

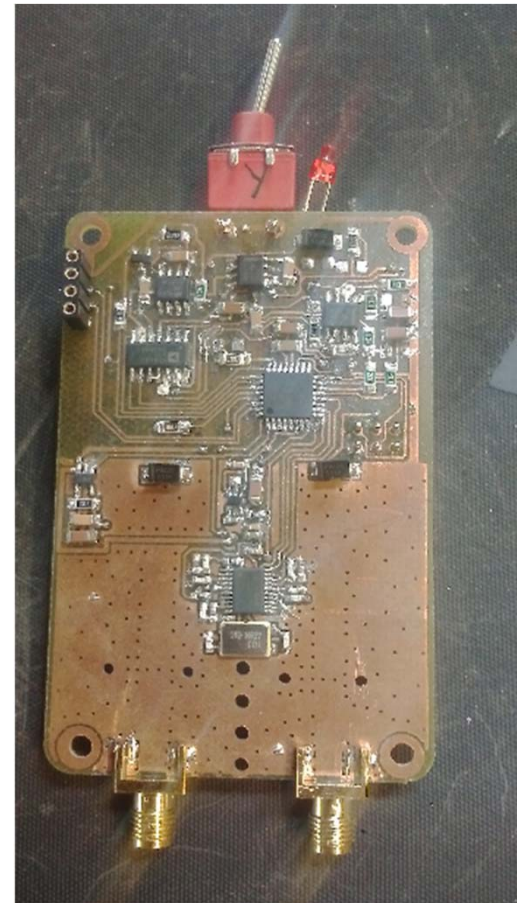
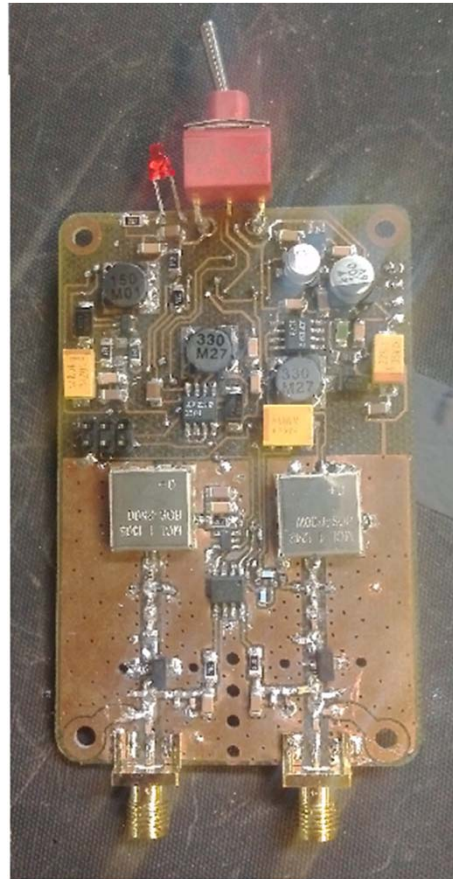
4.

5.

6.

Desarrollo

- Desarrollo principal



Desarrollo

1.

2.

3.

4.

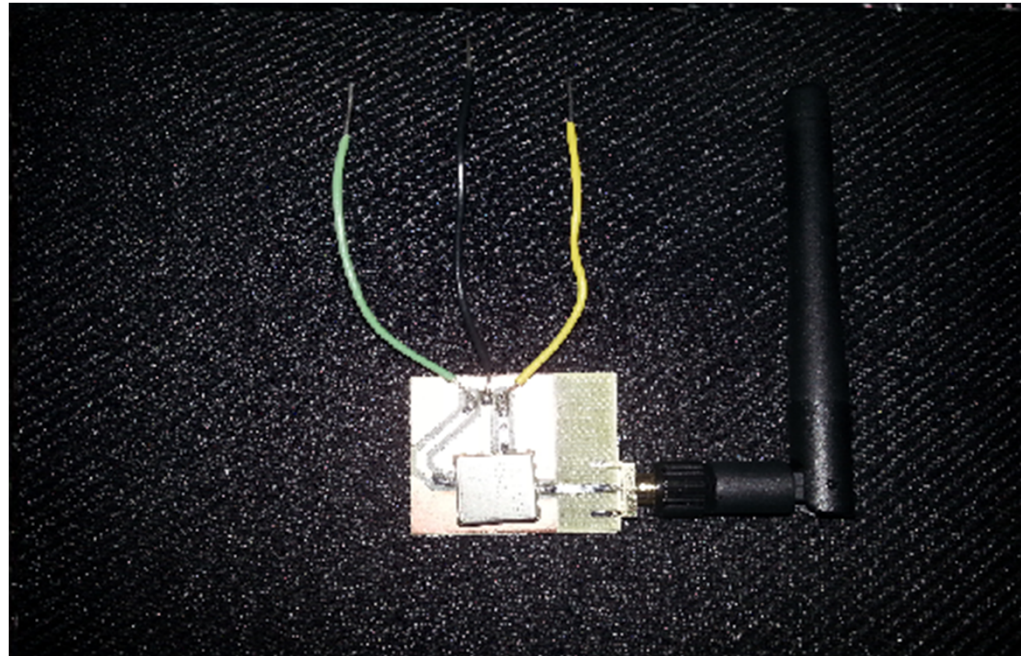
5.

6.

- Fallos
 - Montaje
 - Placa
 - Programación

Desarrollo

- Alternativas al montaje
 - Uso del VCO.



1.

2.

3.

4.

5.

6.

Desarrollo

- Solución final
 - VCO más potente.



1.

2.

3.

4.

5.

6.

Resultados

1.

2.

3.

4.

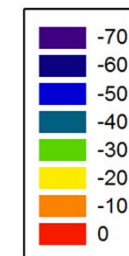
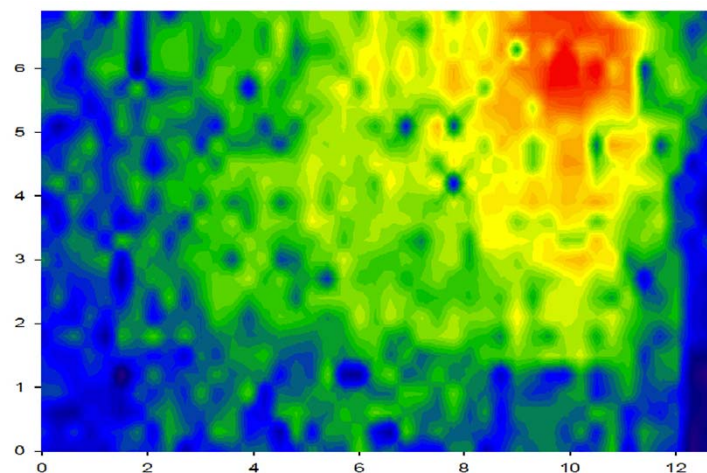
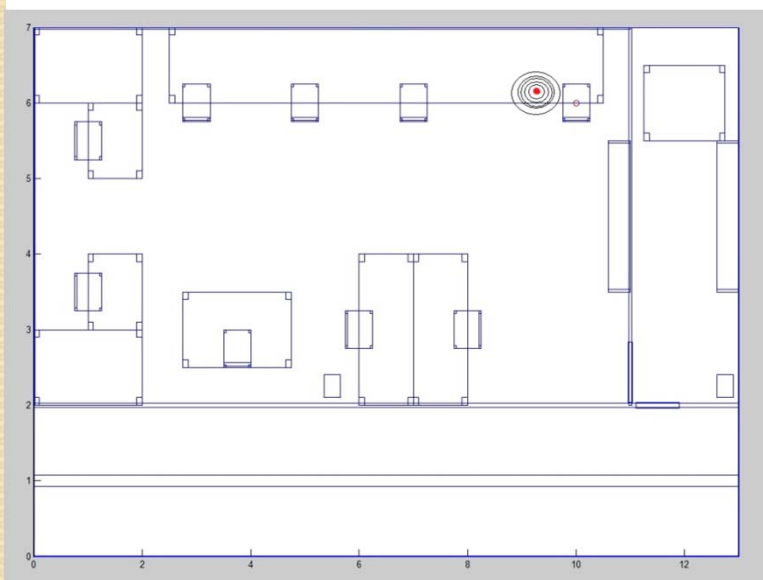
5.

6.

- Resultados teóricos
 - Simulaciones
 - Retardo potencia
 - Radiales
 - SNR
- Prácticos
 - Mediciones
 - PER

Resultados

- Resultados teóricos – Simulaciones
 - Simulación del transmisor ZigBee



1.

2.

3.

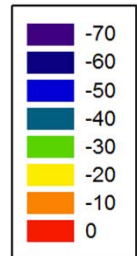
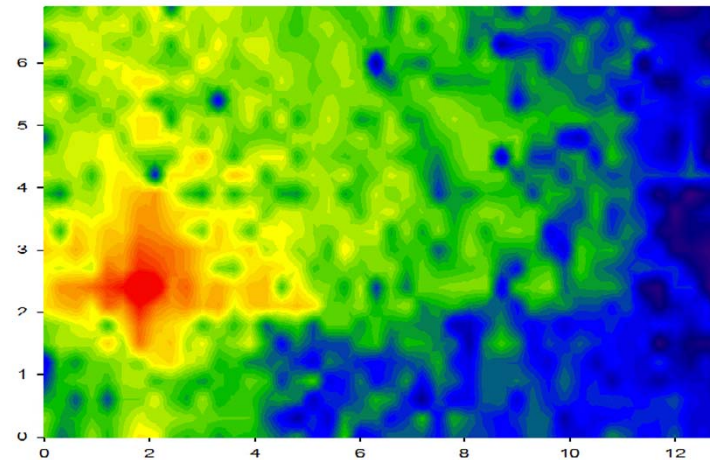
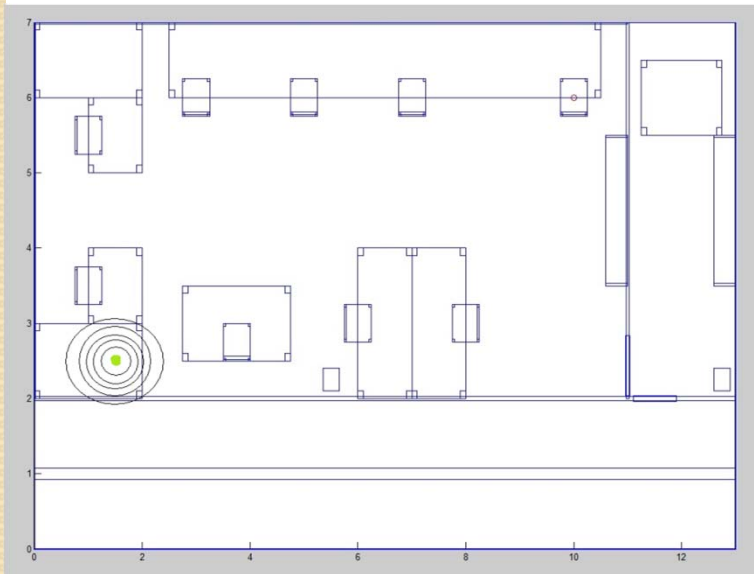
4.

5.

6.

Resultados

- Resultados teóricos – Simulaciones
 - Simulación del inhibidor.



Resultados

- Resultados teóricos – Retardo potencia

1.

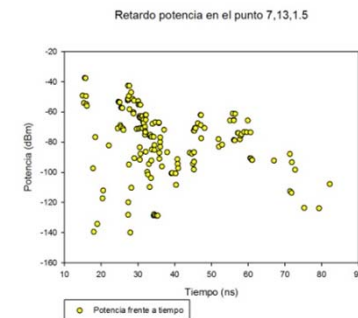
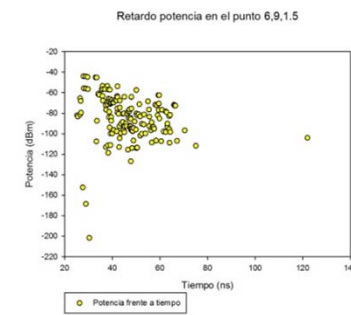
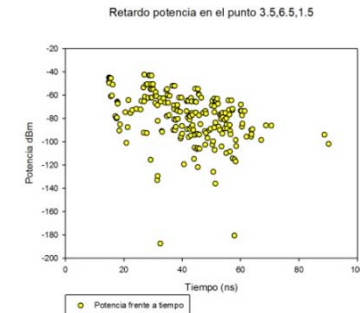
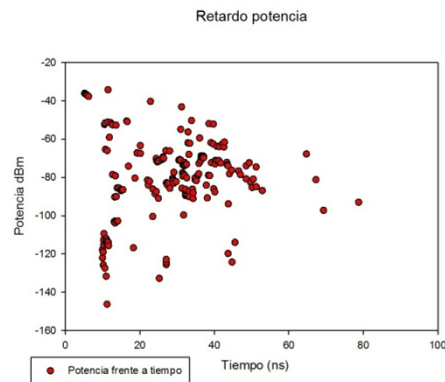
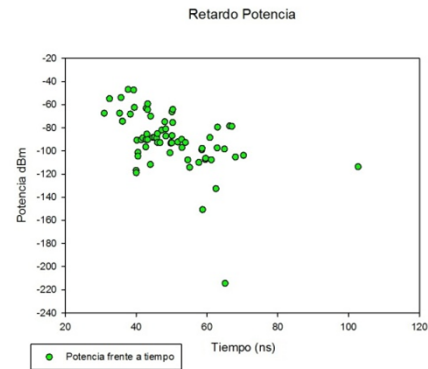
2.

3.

4.

5.

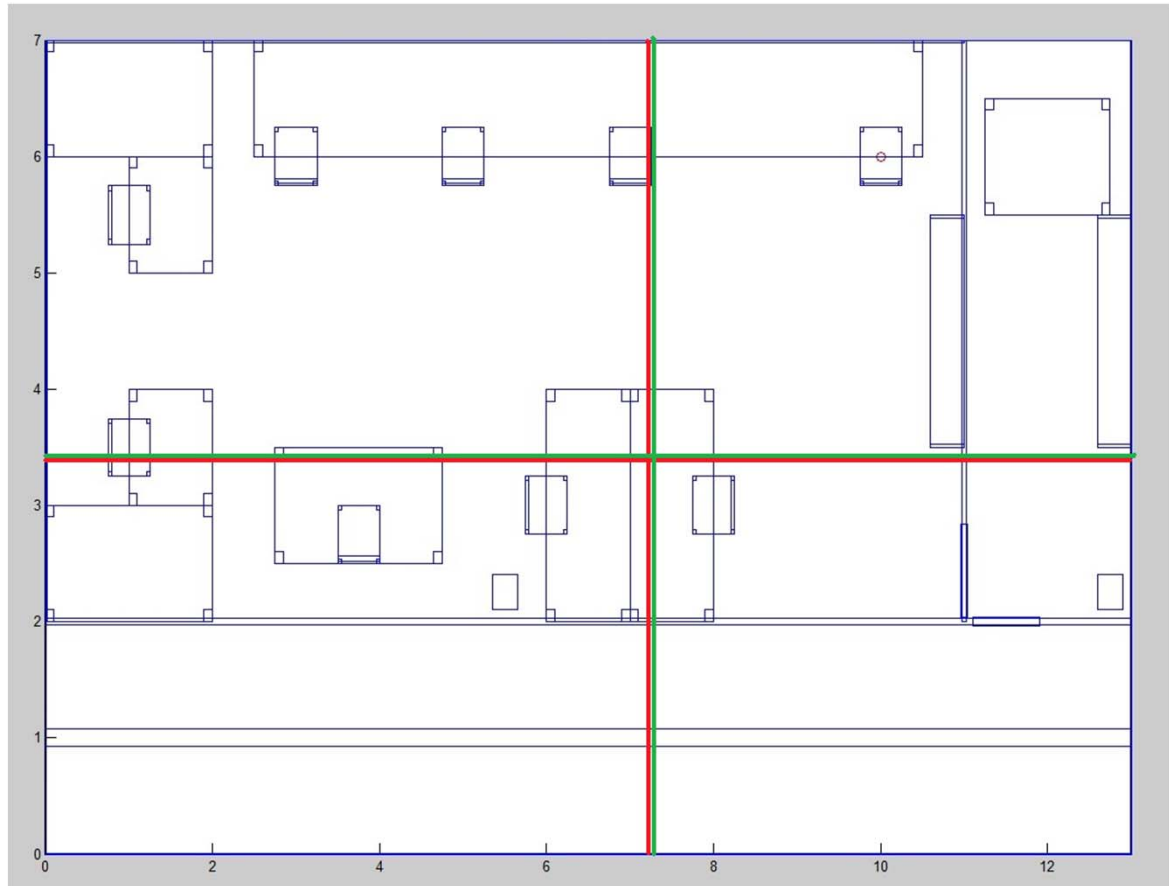
6.



Resultados

- Resultados teóricos - Radiales

— Transmisor ZigBee
— Señal del Inhibidor



1.

2.

3.

4.

5.

6.

Resultados

- Resultados teóricos - Radiales

1.

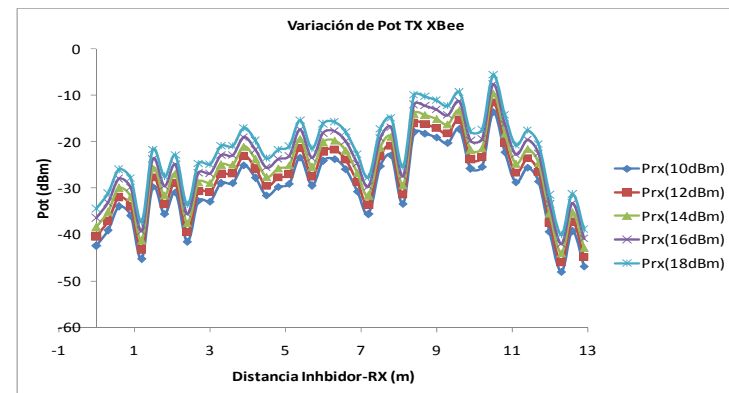
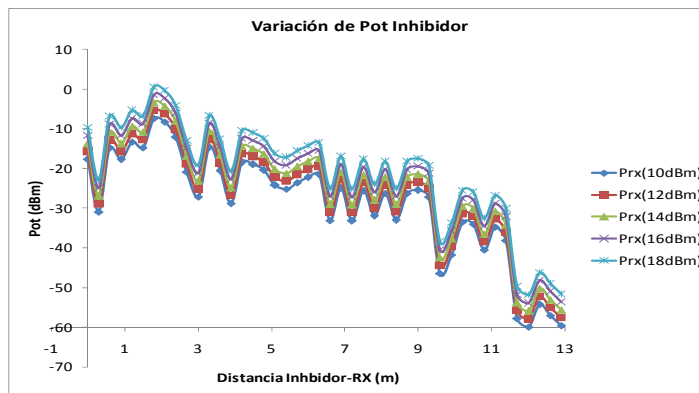
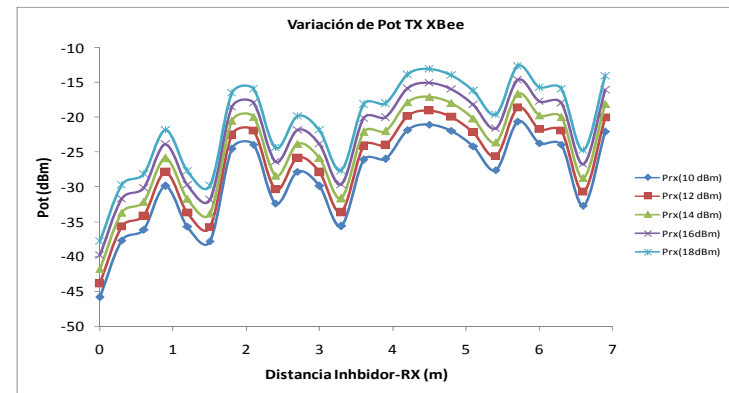
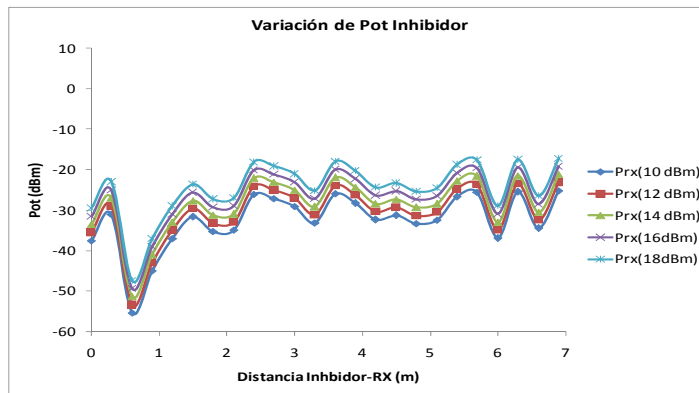
2.

3.

4.

5.

6.



Resultados

1.

2.

3.

4.

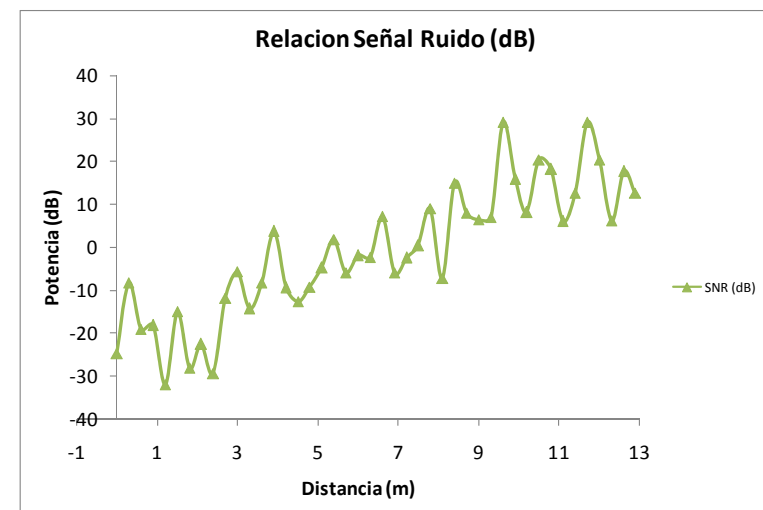
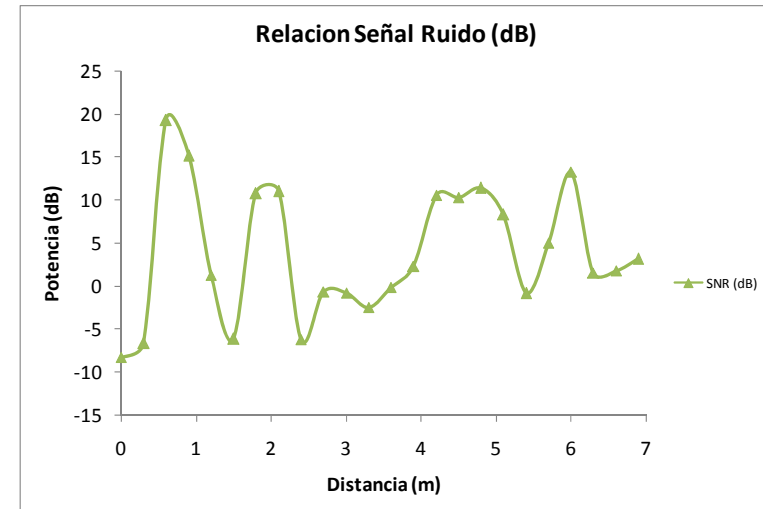
5.

6.

- Resultados teóricos - SNR

- SNR radiales verticales

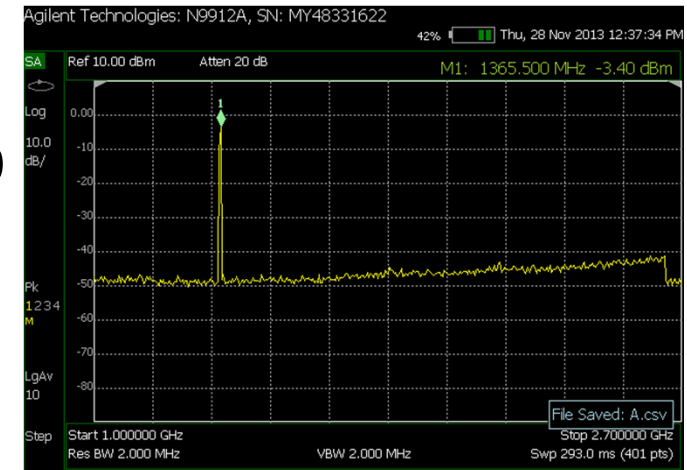
- SNR radiales horizontales



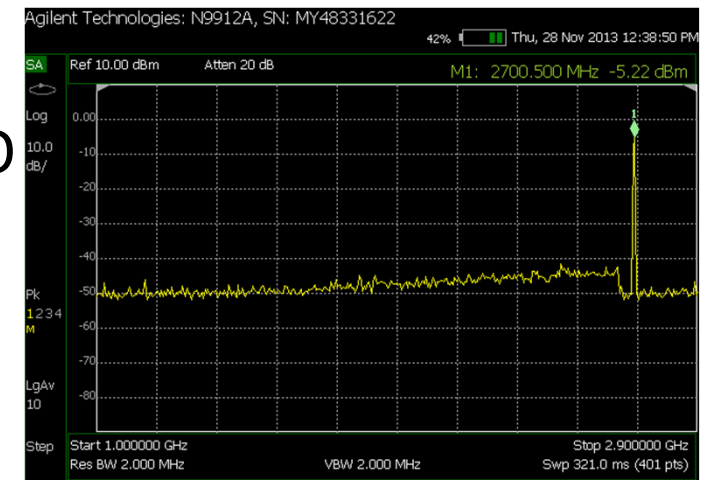
Resultados

- Resultados prácticos – Mediciones

- Frecuencia mínima del VCO



- Frecuencia máxima del VCO



Resultados

- Resultados prácticos – Mediciones

1.

2.

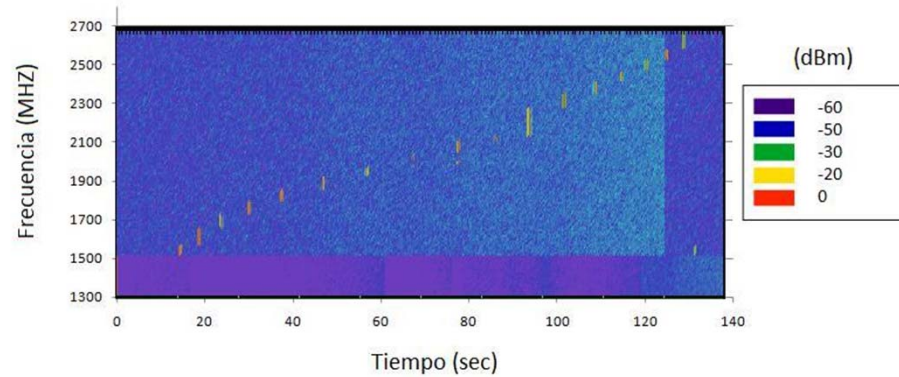
3.

4.

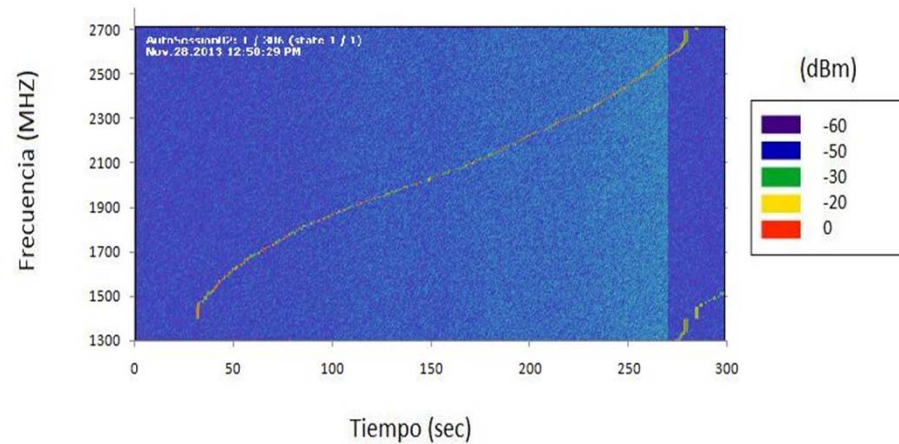
5.

6.

Espectrograma con saltos de 1V



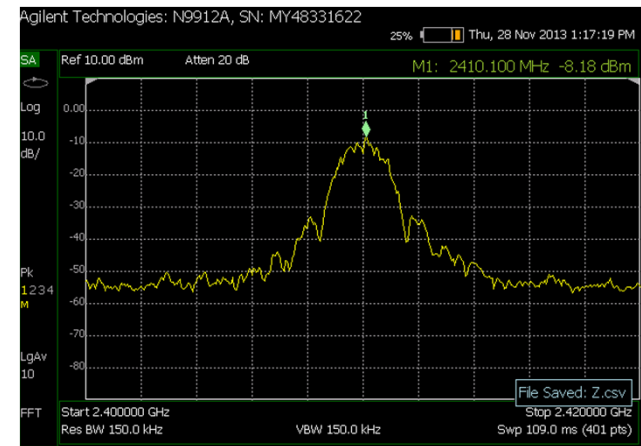
Espectrograma continuo



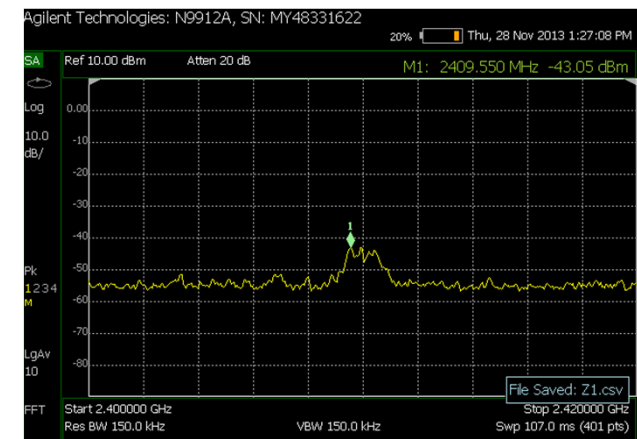
Resultados

- Resultados prácticos – Mediciones

- Potencia de la señal del emisor ZigBee.

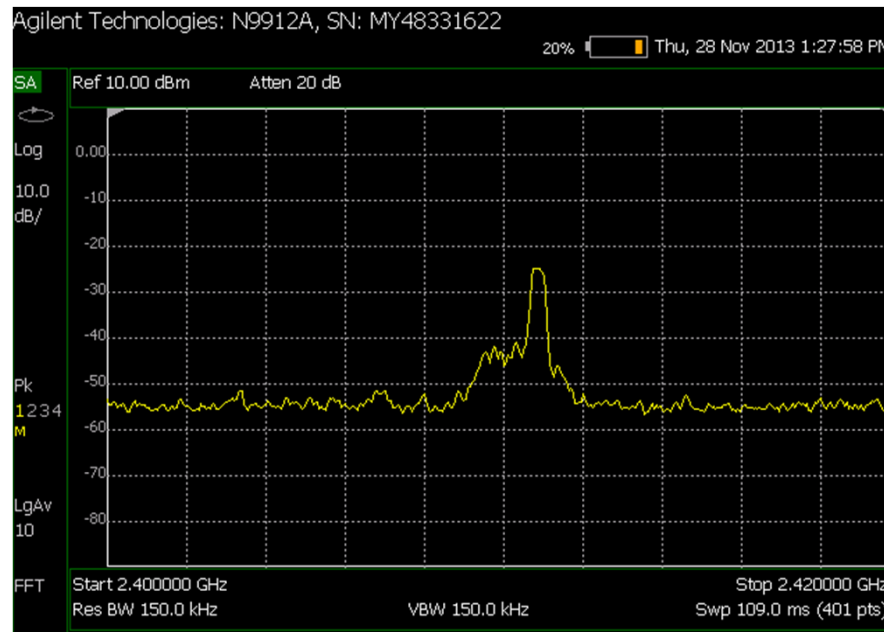


-Señal recibida en la posición del receptor ZigBee.



Resultados

- Resultados prácticos - Mediciones
 - Suma de la señal del inhibidor y la señal recibida por el transmisor ZigBee.



Resultados

1.

2.

3.

4.

5.

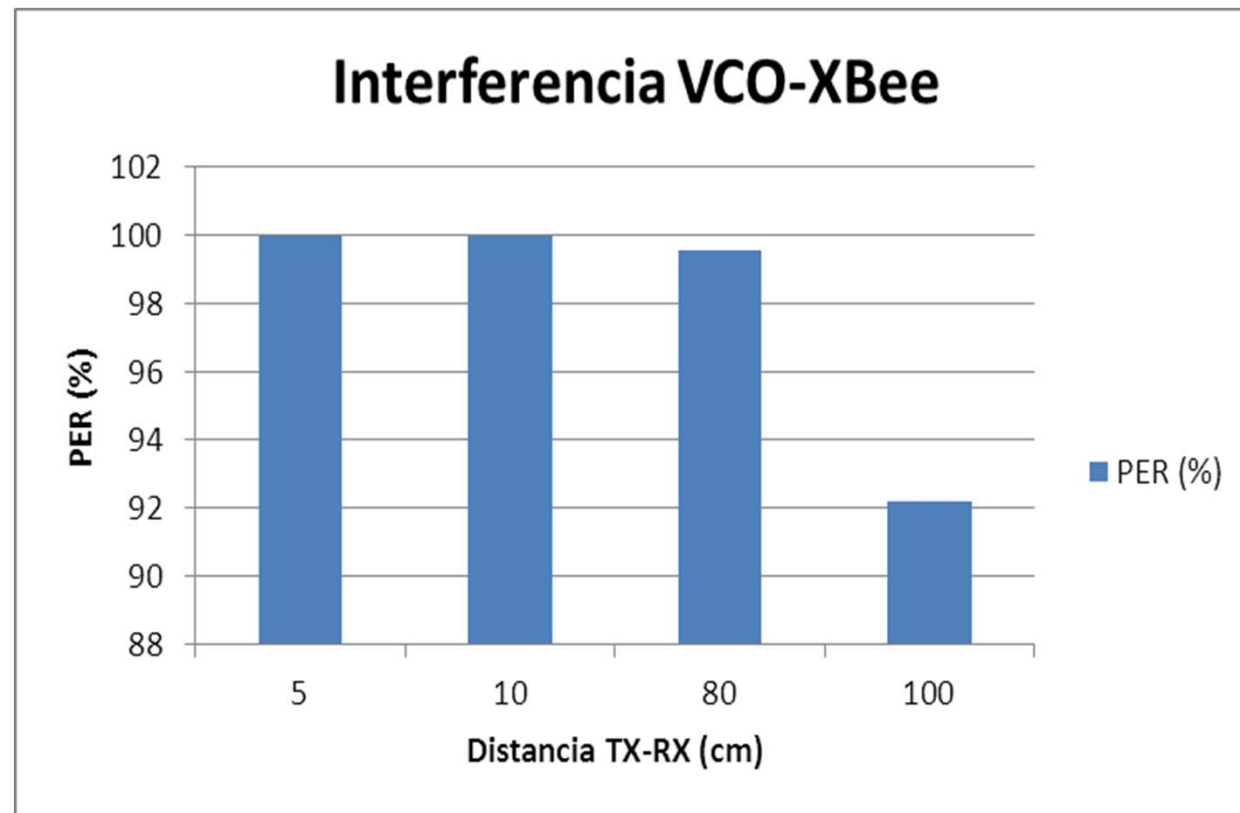
6.

- Resultados prácticos – PER

- PER sin inhibidor -> 5% de pérdidas.
- Receptor colocado a 5cm del VCO -> PER=100% no se produce la comunicación.
-
- Receptor colocado a 10cm del VCO -> PER=100% no se produce comunicación.
-
- Receptor colocado a 80cm del VCO -> PER=99.57% la comunicación es prácticamente nula.
-
- Receptor a 1m del VCO -> PER=92.21% resultado parecido al caso anterior.

Resultados

- Resultados prácticos – PER



1.

2.

3.

4.

5.

6.

Conclusiones

1.

- Conclusiones sobre el proyecto

2.

3.

- Líneas Futuras.

4.

5.

6.

Gracias por su atención

DISEÑO Y ANÁLISIS DE UN SISTEMA DE INHIBICIÓN DE FRECUENCIA PORTÁTIL EN UN ENTORNO INALÁMBRICO INTERIOR



Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones

Especialización en Imagen y Sonido

Autor: Luis García García

Tutor: Francisco Javier Falcone Lanas