

## CAPÍTULO 2.

### RADIOPROPAGACIÓN EN REDES DE SENSORES WIRELESS.

En este capítulo se describen de manera resumida los fundamentos de la radiopropagación troposférica y los factores que afectan a ésta necesarios para comprender la planificación radio realizada en el estudio de viabilidad.

Nos centramos en los efectos sobre las transmisiones inalámbricas a frecuencias UHF que es el caso que nos atañe en nuestro diseño de red ya que utilizaremos equipos que trabajan a 868 MHz.

#### 2.1. Modos de propagación.

En la mayoría de los modelos de radiofrecuencia, es suficiente visualizar las ondas electromagnéticas como un rayo (el vector de Poynting) en la dirección de propagación. Esto se denomina modelo de rayos y se basa en que las ondas esféricas que se emiten en la realidad, se pueden aproximar por ondas planas en el campo lejano. El rayo tiene la dirección del vector de propagación de la onda plana, y los campos E y H son ortogonales a éste. Este modelo es muy útil en campo lejano, pero no aplicable en casos de campo cercano. En nuestro caso trabajaremos siempre en campo lejano.

Atendiendo a si dicho rayo tiene visibilidad directa entre el transmisor y el receptor se pueden distinguir dos modos de propagación [3]: LOS y NLOS.

##### 2.1.1. LOS.

En el modo de propagación Line Of Sight (LOS) o "línea de vista" en castellano, el transmisor y el receptor se "ven" y la limitación teórica, en espacio libre, viene dada por la curvatura de la Tierra. La distancia máxima teórica es el horizonte radioeléctrico.

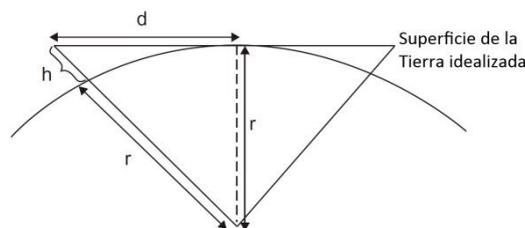


Figura 2.1: Horizonte radioeléctrico.

Para definir el horizonte radioeléctrico, debemos tener en cuenta la curvatura de la Tierra. El modelo más simple es tratarla como una esfera cuyo radio, es el radio ecuatorial. De simple geometría:

$$d^2 + r^2 = (r + h)^2$$

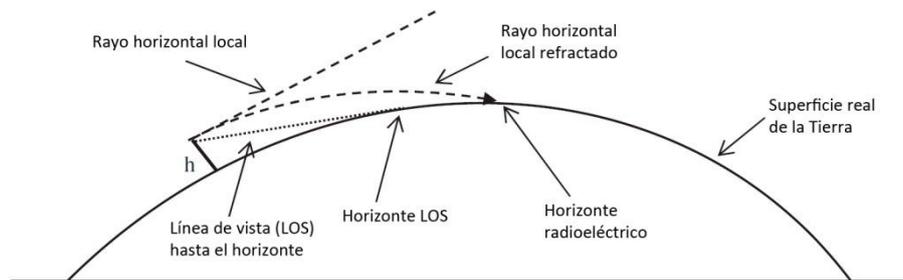
$$d^2 = (2r + h)h$$

Y finalmente,

$$d \cong \sqrt{2rh}$$

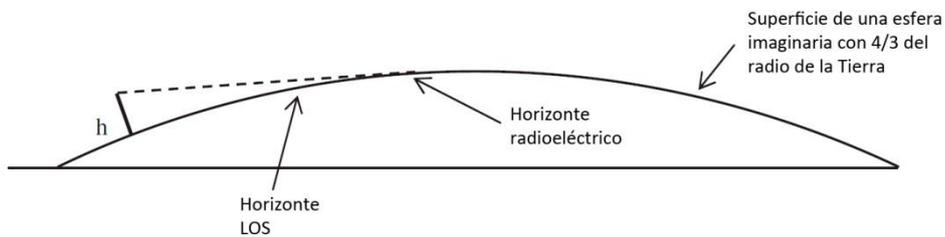
dado que  $rh \gg h^2$ .

El radio de la Tierra es aproximadamente de 6378 km, en el ecuador. La atmósfera curva las ondas de radiofrecuencia horizontales hacia abajo debido a la variación de la densidad atmosférica con la altura, en particular de la troposfera.



**Figura 2.2: Efecto de la troposfera sobre las ondas radioeléctricas y el horizonte radio.**

La forma de corregir esta curvatura es usar una aproximación en la cual se multiplica el radio real por un factor  $k = 4/3$ .



**Figura 2.3: Modelo de  $k = 4/3$  del radio terrestre.**

Este método es utilizado por el modelo de propagación Longley-Rice, utilizado en este proyecto, como se verá más adelante.

Por tanto,

$$r = 8504 \text{ km}$$

Sustituyendo,

$$d \cong \sqrt{2krh} = \sqrt{2 \frac{4}{3} 6378 \text{ km} \frac{h \times 1 \text{ km}}{1000 \text{ m}}}$$

se obtiene,

$$d \cong 4.12\sqrt{h}$$

con  $d$  en  $km$  y  $h$  en  $m$ .

$d$  es la distancia hasta el horizonte radioeléctrico. Esta aproximación nos proporciona un método rápido para el horizonte radioeléctrico para cada antena. La suma de las dos distancias da el enlace LOS máximo teórico entre dos antenas.

### 2.1.2. NLOS.

En el modo de propagación Non Line Of Sight (NLOS) o “fuera de línea de vista” el camino entre transmisor y receptor está parcialmente obstruido.

Los mecanismos de propagación en este modo varían considerablemente según la frecuencia de operación. A frecuencias UHF (Ultra High Frequency) como es el caso que nos concierne, se utiliza a menudo este tipo de propagación ya que un enlace LOS puede no existir en este caso.

En ausencia de un camino LOS, los modos dominantes de propagación son:

- la *difracción*: fenómeno por el cual las ondas electromagnéticas se "doblan" en los bordes de los obstáculos.
- la *refracción*: fenómeno por el cual las ondas se doblan por la no homogeneidad del medio (el aire).
- el *multitrayecto*: efecto de las reflexiones desde diferentes obstáculos presentes a lo largo del trayecto que resultan en distintas copias de la onda llegando con fases distintas.

La eficacia de la propagación indirecta o propagación con obstrucción depende del margen de seguridad que se haya dado al enlace (link margin) y a la fuerza de las señales difractadas o relejadas.

A frecuencias HF, mucho más bajas que las que estamos estudiando, las ondas de radio pueden atravesar edificios y zonas con densa vegetación. Sin embargo, a las frecuencias que nos interesan (UHF), las ondas pueden atravesar los edificios y la vegetación, pero en mucho menor grado, y las ondas tendrán una gran tendencia a difractarse o reflectarse/dispersarse (sufrir scattering) en los objetos que se encuentre en su camino.

En la mayoría de los enlaces que se tratarán en este proyecto, se intentará conseguir enlaces LOS, o "Near LOS", que presenten una obstrucción lo menor posible.

Como veremos, posteriormente, mediante las zonas de Fresnel, se puede cuantificar el nivel de "obstrucción parcial".

## **2.2. El modelo de propagación Longley-Rice.**

La red que se plantea en el proyecto está basada en radioenlaces a frecuencias de microondas (868 MHz) donde la propagación punto a punto tiene lugar cerca de la superficie terrestre.

En este apartado, se presenta el modelo de propagación Longley-Rice, utilizado en el proyecto para estimar dicha pérdida de propagación mediante el algoritmo ITM v.1.2.2. Dicho algoritmo fue escrito inicialmente en FORTRAN [6], posteriormente traducido a C++, y más tarde implementado por varios programas informáticos como Radio Mobile (Windows) o SPLAT! (GNU/Linux). Posteriormente se describen sus limitaciones y se justifica la elección del algoritmo.

### **2.2.1. Modelos de propagación.**

El objetivo de los modelos de propagación es determinar el nivel de señal recibida al final del enlace y la atenuación que sufre la señal a lo largo del trayecto [3]. Esto permite determinar la probabilidad de implementar de manera satisfactoria la comunicación en el radioenlace.

Es un factor decisivo en la planificación de red, ya que si el modelo es demasiado conservador, los costes para conseguir una implementación satisfactoria serán muy altos, y si por el contrario es demasiado laxo, pueden no conseguirse los objetivos de diseño.

Existen diversos paquetes de software que implementan modelos de propagación. A la hora de elegir un modelo de propagación es importante saber las limitaciones del mismo. Para la realización de este proyecto se ha utilizado el software Radio Mobile, que implementa el modelo Longley-Rice.

### **2.2.2. Descripción del modelo.**

El modelo de propagación Longley-Rice es un modelo de predicción de la mediana de la pérdida de propagación [6], adecuado para el cálculo de coberturas en entornos rurales. El modelo fue desarrollado por Anita Longley y Phil Rice en 1968 en el Institute for Telecommunication Sciences (EE.UU.), de ahí que a menudo se denomine ITS Irregular Terrain Model. El modelo está basado en la teoría electromagnética y en análisis estadísticos del terreno y las medidas radioeléctricas tomadas, por tanto se considera un modelo empírico-estadístico o semi-empírico. Es importante destacar que este modelo predice la mediana de la atenuación de la señal radioeléctrica no sólo en función de la distancia, sino también de la variabilidad de la señal en el tiempo y en el espacio.

### 2.2.2.1. Modos de propagación en Longley-Rice.

Dependiendo de la distancia del radioenlace, el modelo Longley-Rice usa 3 modos de propagación [8], a los que aplica diferentes fórmulas para predecir las pérdidas:

#### 1. Modo de propagación "Line Of Sight".

Para los caminos de propagación dentro del horizonte radioeléctrico (LOS), la pérdida de propagación se calcula usando óptica geométrica (modelo de reflexión de 2 rayos).

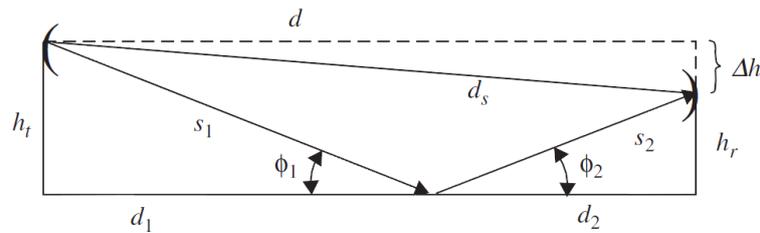


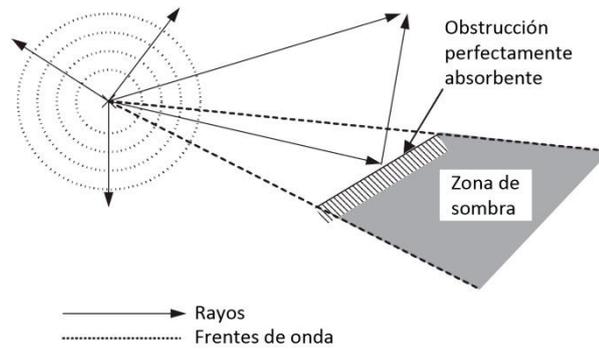
Figura 2.4: Modelo de 2 rayos.

La señal recibida en la antena receptora se obtiene como la suma del rayo directo más el rayo reflejado. El módulo y la fase de la señal se determinan mediante la diferencia de las longitudes de los trayectos directo y reflejado y el coeficiente de reflexión del suelo. El coeficiente de reflexión del suelo, es un parámetro complejo que modifica el módulo y la fase de la onda reflejada. Dependiendo de la fase con la que llega la onda reflejada, puede producir interferencias constructivas o destructivas. En el caso peor (suponiendo condiciones de reflexión ideales, etc.), con fase totalmente opuesta, anularía a la onda directa.

#### 2. Modo de propagación "Diffraction".

Para trayectos de longitud aproximada al horizonte radio, se usa difracción por filo de cuchillo de Fresnel-Kirchoff.

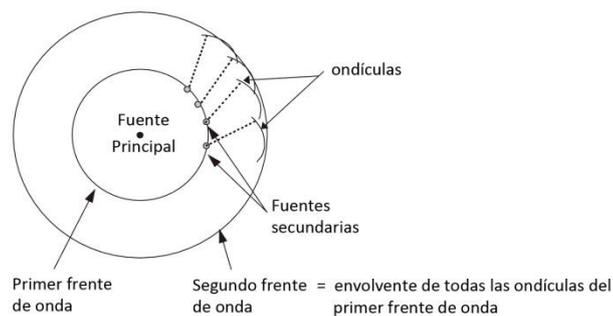
La teoría de rayos es muy apropiada para trayectos en los que no existen obstáculos que los obstruyan. En caso de existir una obstrucción, la teoría de rayos da predicciones completamente erróneas cuando se consideran los campos existentes en la zona de sombra, tras dicha obstrucción. Según esta teoría, en la zona de sombra, el campo electromagnético sería nulo, produciéndose una transición completamente abrupta entre la zona iluminada, y la zona de sombra. En la práctica, esta transición no se produce de forma tan abrupta, y parte de la energía electromagnética se propaga a la zona de sombra. Este efecto se denomina difracción. [12]



**Figura 2.5: La teoría de rayos predice que no hay propagación en la zona de sombra.**

El fenómeno de difracción se comprende fácilmente a través del principio de Huygens:

- 1) Cada punto de un frente de onda se puede observar como el centro de una perturbación secundaria, que genera nuevos frentes de onda esféricos.
- 2) El frente de onda, en un instante posterior es la envolvente de todos esos nuevos frentes de onda.



**Figura 2.6: Principio de Huygens en una fuente esférica de ondas.**

El modelo de Longley-Rice usa el modelo de difracción de filo de cuchillo de Fresnel-Kirchhoff. Este se basa en el principio de Huygens para predecir la difracción de una onda plana incidente en un plano absorbente o "filo de cuchillo". Este filo de cuchillo es una pantalla que no deja pasar la energía.

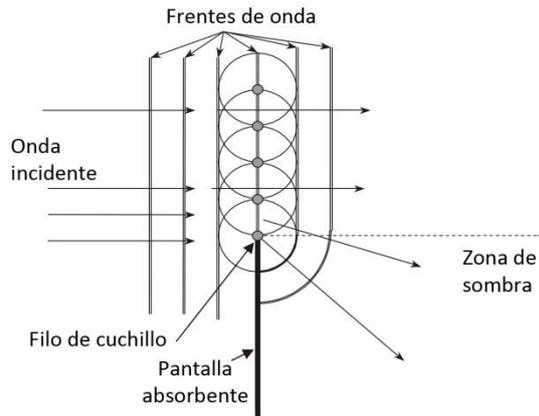


Figura 2.7: Principio de Huygens en un filo de cuchillo.

En la figura 2.7 se puede observar como los frentes de onda planos que inciden sobre el filo desde la izquierda, se curvan, apareciendo en la zona de sombra rayos difractados que emergen desde un punto cercano al filo, llenando toda la zona de sombra de rayos.

La contribución de un número infinito de fuentes secundarias en la región superior al filo se suman, generando atenuación debido a sus distintos módulos y fases. Este resultado se puede expresar en términos de una pérdida por difracción, en función de un parámetro de difracción, para el que existen curvas, y fórmulas complejas. Existe una forma más intuitiva de ver los efectos de la difracción por filo de cuchillo, utilizada por el software Radio Mobile, en términos de obstrucción de las zonas de Fresnel.

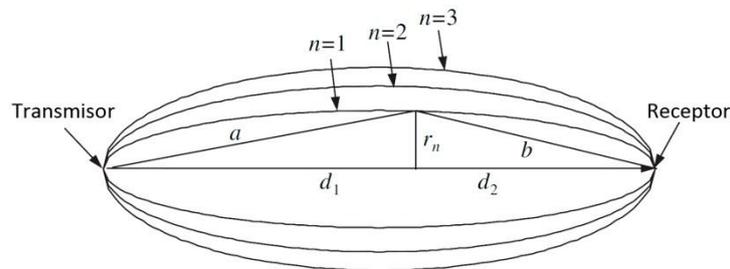


Figura 2.8: Zonas de Fresnel.

La  $n$ -ésima zona de Fresnel es la región dentro de un elipsoide definido por el lugar de los puntos donde la distancia  $(a + b)$  es mayor  $n/2$  veces la longitud de onda, que el camino directo entre el transmisor y el receptor  $(d_1 + d_2)$ . Por tanto, el radio de la  $n$ -ésima zona de Fresnel resulta de aplicar la siguiente condición:

$$a + b = d_1 + d_2 + \frac{n\lambda}{2}$$

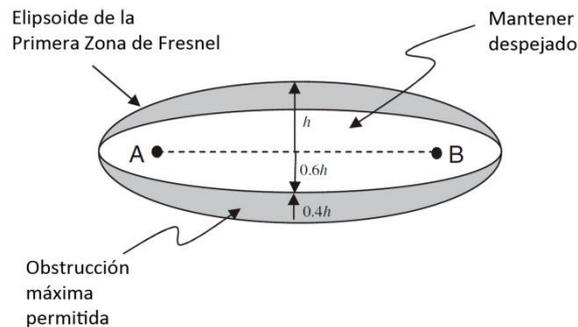
Asumiendo que  $r_n \ll d_1, d_2$ , podemos considerar la siguiente aproximación como buena:

$$r_n \approx \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

Existe una nomenclatura usada por Radio Mobile para las zonas de Fresnel, en las que se les denomina como F1, F2, F3, etc.

Las zonas de Fresnel contienen la mayor parte de la energía de la onda electromagnética que se propaga en la onda. Las contribuciones dentro de la primera zona de Fresnel están todas en fase, por tanto, cualquier obstrucción absorbente que no entre en esta zona, tendrá un efecto muy pequeño en la señal recibida.

Se puede demostrar que cuando la primera zona de Fresnel está despejada en un 60%, la atenuación sufrida por la onda será prácticamente la misma que en el caso de que no haya obstrucción ninguna. Se llama "despejamiento" (clearance, en inglés), a la distancia entre el rayo directo y el obstáculo.



**Figura 2.9: Obstrucción máxima permitida en la primera zona de Fresnel.**

Veremos, que debido a las alturas limitadas de las antenas, y a la frecuencia de trabajo, esto no se cumple casi nunca en este proyecto. Por tanto, estas pérdidas afectarán a la pérdida de propagación o path loss sufrida por la onda radioeléctrica transmitida.

Es importante resaltar que una modificación del modelo de difracción por filo de cuchillo también se usa para predecir la pérdida por difracción debida a objetos redondeados aislados.

También cabe decir que este modelo no sólo se usa en el modo de propagación definido como "Diffraction", sino también en los otros dos. Por tanto, aun estando en el modo LOS, si se obstruye mediante el suelo o cualquier obstáculo el primer elipsoide de Fresnel en más de un 40%, se incluirán pérdidas por difracción.

### 3. Modo de propagación "Scatter".

Una modificación del método de Van der Pol-Bremmer se utiliza para calcular la pérdida en la región de difracción lejana en trayectos cuya distancia es ligeramente superior al horizonte radioeléctrico [7].

Para finalizar, se muestra de forma resumida los rangos de validez del modelo [6], los parámetros de entrada del mismo y los modos de operación.

#### 2.2.2.2. Rangos de validez del modelo.

<b>Frecuencia de operación</b>	200 MHz - 20 GHz
<b>Distancia</b>	1 Km - 2000 km
<b>Altura de las antenas</b>	0.5 m - 3 km
<b>Polarización</b>	Vertical y Horizontal

Tabla 2.1: Rangos de validez del modelo de propagación Longley-Rice.

#### 2.2.2.3. Parámetros de entrada del modelo.

- Altura de las antenas transmisora y receptora.
- Refractividad de la superficie. (250 a 400 unidades  $N$ )
- Radio efectivo de la Tierra. (modelo de  $\frac{4}{3} Radio_{Tierra}$ ).
- Permittividad eléctrica relativa y conductividad del suelo:  $\epsilon_r, \sigma$
- Condiciones climáticas.
- Distancia:  $d$
- Datos digitalizados del terreno.
- Parámetro del modo de operación: Modo punto a punto o modo área.

#### 2.2.2.4. Modos de operación del modelo.

El *modo área* se usa cuando no se dispone de datos del perfil del terreno. En ese caso el modelo implementa diversas técnicas para predecir de manera indirecta los parámetros para calcular la pérdida de propagación. Es mucho más impreciso que el modo punto a punto, y dado que actualmente se dispone de datos de terreno precisos, este modo no se usa en los programas que implementan el algoritmo de Longley-Rice. Para hacer coberturas lo que se hace es un barrido variando el ángulo, en el modo punto a punto.

El *modo punto a punto* es el modo utilizado en el proyecto, ya que el software empleado, Radio Mobile, [18] utiliza dicho modo. Como ya se ha dicho, este modo requiere información detallada del terreno, disponible a través de Internet (Geodata).

### 2.2.3. Limitaciones del modelo.

Las principales limitaciones que presenta este modelo de propagación son las siguientes [7]:

- **Adecuado especialmente para entornos rurales.**  
El modelo está diseñado especialmente para funcionar en entornos rurales. No obstante, añadiendo datos de "clutter" adecuados, se puede utilizar en entornos suburbanos o urbanos con resultados aceptables.
- **No se tienen en cuenta los efectos de la vegetación.**  
Al igual que con los entornos urbanos, se puede solucionar esta falta haciendo uso de datos de clutter. En el caso de Radio Mobile, utilizando la herramienta Land Cover.
- **No se tienen en cuenta los efectos del multitrayecto en este modelo.**  
El multitrayecto está producido por la reflexión, difracción y dispersión en múltiples obstáculos presentes a lo largo del camino y que no pueden modelarse de manera determinista. Además, la atmósfera presenta cambios en el tiempo. También pueden interponerse obstáculos móviles, como vehículos, en los trayectos de propagación, con las consecuencias que ello conlleva.  
Todo este tipo de efectos produce desvanecimientos en la señal aleatorios. Como se verá más adelante, la forma de tratarlos será añadiendo un margen de seguridad en el cálculo del balance de potencias, para asegurar la comunicación, ya que no podemos predecirlo con el software de planificación de red.

### 2.2.4. ¿Por qué Longley-Rice?

El modelo de Longley-Rice es calificado por algunos autores como uno de los más fiables [8], ya que se ha estado usando desde finales de los 60 para planificación de redes de radio, televisión, y muchas otras aplicaciones.

El canal está situado en entornos rurales o suburbanos, por lo que el modelo se adecua muy bien. Los cinco tramos pueden considerarse entornos rurales, salvo excepciones en el tramo 3, en el cual el canal pasa por Sevilla y Bellavista y el tramo 4, en el cual el canal pasa por los suburbios de Los Palacios (figura 2.10). Como ya se ha indicado, mediante el uso de la herramienta Land Cover de Radio Mobile, en la cual se modela el clutter, se puede tener en cuenta el efecto de la presencia de edificios o vegetación en los trayectos de propagación.



Figura 2.10: Zona suburbana de Los Palacios, en el tramo 4 del canal.

Otra razón, fundamental a la hora de elegir este modelo, fue que su algoritmo, el ITM v.1.2.2, está disponible de manera gratuita en el sitio web del Institute for Telecommunications Sciences del Departamento de Comercio de los EE.UU. Esto ha permitido que diversos ingenieros y profesionales del sector hayan podido desarrollar herramientas como Radio Mobile o SPLAT! basadas en este algoritmo y distribuidas de forma gratuita.

No obstante, este algoritmo (entre otros) es utilizado por herramientas comerciales de planificación radioeléctrica, como por ejemplo, ATOLL, de Forsk [14] o Terrain Analysis Package de SoftWright [15]. Si bien la diferencia principal existente entre estos programas comerciales, y los gratuitos, es que los datos topográficos y de clutter, tienen mayor precisión.

Sin embargo, merece la pena poner en evidencia que en algunos de estos programas, como en Terrain Analysis Package, los datos de elevación para Europa son los mismos que los usados por Radio Mobile, ya que utiliza la misma fuente de datos de la NASA. La diferencia tan sólo es apreciable en datos para Norteamérica. Por tanto, en algunos de estos programas comerciales, la diferencia, al usar el modelo de Longley-Rice respecto a los programas gratuitos, es prácticamente nula.

### 2.3. Antenas.

Las antenas son los transductores entre el sistema y el medio de transmisión (canal radio) que se encargan de radiar y recibir energía electromagnética.

En este apartado se verán ciertas características y parámetros útiles a la hora de elegir las antenas y que se usarán a lo largo del proyecto. No se verán todas, ya que no se considera necesario.

Una característica fundamental de las antenas es la reciprocidad. El principio de reciprocidad afirma que una antena se comporta de igual forma en transmisión y en recepción. Por tanto, cuando hablemos de las características de las antenas nos referiremos indistintamente, a antenas en recepción o en transmisión.

### 2.3.1. Directividad y ganancia de una antena.

Para estudiar las antenas, frecuentemente se usa una abstracción muy útil llamada radiador isotrópico, la cual no es más que una antena ideal que radia o recibe la misma potencia desde cualquier dirección. Se podría llamar antena omnidireccional a este radiador isotrópico, pero se reserva este término para antenas que radian por igual en todas las direcciones contenidas en un sólo plano, como las que se usan en este proyecto.

La densidad de potencia radiada "S" por un radiador isotrópico es función únicamente de la distancia "d", a la antena y se puede expresar como el cociente de la potencia emitida entre el área de una esfera de radio "d".

$$S = \frac{P}{4\pi d^2} \quad W/m^2$$

➤ **Directividad.**

En las antenas reales, hay ciertos ángulos de radiación en los que se emite más densidad de potencia que en otros, medidos a la misma distancia "d".

La directividad se define por tanto como:

$$D = \frac{\text{Densidad de potencia a } d \text{ metros en la dir. de máx. radiación}}{\text{Densidad de potencia media a una distancia } d}$$

Por tanto, un radiador isotrópico tendrá directividad  $D = 1$ .

➤ **Ganancia.**

La ganancia es la directividad, pero teniendo en cuenta las pérdidas de la antena.

$$G = \eta \frac{\text{Densidad de potencia a } d \text{ metros en la dir. de máx. radiación}}{P_T/4\pi d^2}$$

donde,

$P_T$  es la potencia aplicada al conector de la antena.

$4\pi d^2$  es el área de la superficie de una esfera de radio  $d$

$\eta$  es la eficiencia de radiación de la antena, que tiene en cuenta todas las pérdidas de la misma (por desadaptación y disipativas).

La ganancia se puede ver como la potencia de salida de una antena, en una dirección particular, comparada con la potencia que da en cualquier dirección una antena isotrópica.

➤ **dBi.**

La ganancia se expresa a menudo en dBi. Decibelios relativos a una antena isotrópica.

### 2.3.2. Eficiencia de radiación.

Es el cociente entre la ganancia y la directividad [10] y se define como el cociente entre la potencia total radiada por la antena la potencia a la entrada de la antena en sus terminales de entrada durante la radiación.

$$\eta = \frac{G}{D}$$

### 2.3.3. Patrón de radiación.

El patrón de radiación de una antena es la representación gráfica de la ganancia de la misma (a menudo expresada en dB) frente al ángulo [9]. También se puede expresar en unidades naturales, con cortes sobre el plano E o H, o en tres dimensiones.

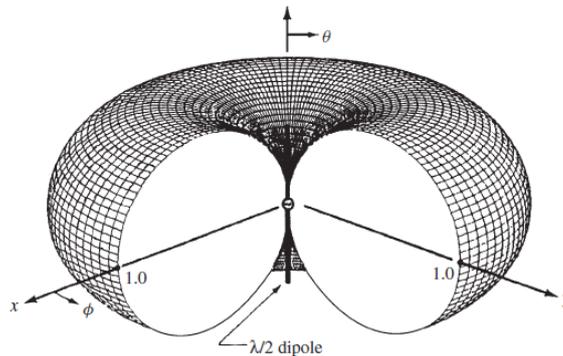


Figura 2.11: Patrón de radiación tridimensional de un dipolo  $\lambda/2$ , en escala lineal.

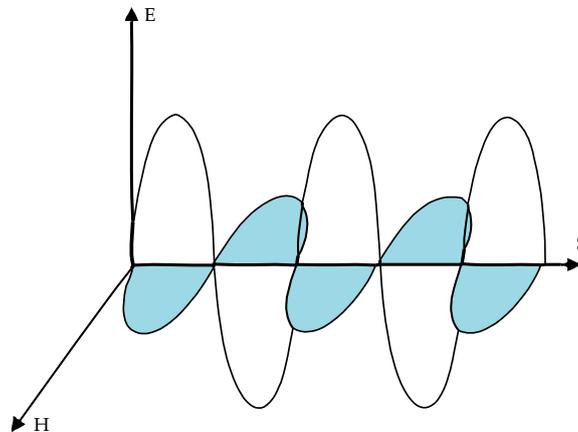
### 2.3.4. Polarización.

La polarización de una antena se define como la orientación del plano que contiene la componente del campo eléctrico de la onda radiada. En muchos casos, la polarización de la antena se puede determinar por simple inspección visual [3]. Este es el caso de las antenas que se utilizan en el proyecto, dipolos, los cuales usan polarización vertical. La polarización vertical es un tipo de polarización lineal.

El concepto de polarización de la antena está directamente relacionado con el concepto de polarización de onda.

Si observamos la punta del vector del campo eléctrico E, durante la propagación de la onda electromagnética, y lo proyectamos sobre el plano xy, se observaría una línea vertical. En el

caso de polarización horizontal, dibujaría una línea horizontal, y en el caso de polarización elíptica, una elipse.

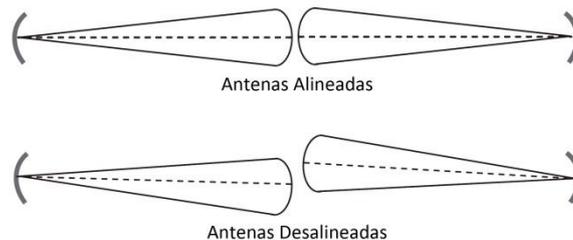


**Figura 2.12: Polarización lineal vertical.**

Para que la potencia recibida sea máxima, es necesario orientar la antena correctamente, con la misma polarización que la onda transmitida, ya que la potencia recibida depende de la orientación del dipolo.

### 2.3.5. Alineación de las antenas.

En antenas altamente directivas, las pérdidas por desalineación pueden ser intolerables. Dada la naturaleza de las antenas omnidireccionales elegidas en el proyecto, dipolos de  $\lambda/2$ , no tendremos en cuenta dichas pérdidas, ya que se supone que las antenas estarán lo más verticales posible respecto al plano del suelo.



**Figura 2.13: Desalineación de antenas directivas.**

En la figura 2.13 se puede observar como en antenas muy directivas, las pérdidas por desalineación de las antenas puede ser enorme. En el dibujo se ven los cortes en un plano de los diagramas de radiación de las dos antenas directivas.

Esta es otra ventaja de las antenas que se usan en el proyecto (ver capítulo 2.3.9) frente a las utilizadas actualmente, planares y yagis. Con los dipolos, el proceso de alineación es más sencillo y menos estricto, y gracias al patrón de radiación omnidireccional de dichas

antenas, se permite utilizar una misma antena para repetir la señal entre dos nodos conectados a un nodo repetidor intermedio. Si recordamos la figura 1.6, eran necesarias dos antenas direccionales para hacer de repetidor en la almenara de Alcantarillas.

### 2.3.6. Altura efectiva.

Este concepto es empleado por los modelos de propagación para calcular la pérdida de propagación con antenas lineares, como las usadas en el proyecto.

La altura efectiva de una antena es la altura que multiplicada por el campo eléctrico incidente, es igual a la tensión eléctrica medida en los terminales de la antena.

$$h_e = \frac{V}{E} \quad [m]$$

### 2.3.7. Impedancia y ROE.

Las antenas se comportan como una impedancia de carga en los terminales del sistema al que estén conectadas. Idealmente esta resistencia es igual a la resistencia de radiación de la antena. En las antenas reales, esta impedancia incluye también pérdidas por resistividad y otras contribuciones capacitivas y/o inductivas derivadas de los conectores.

La máxima transferencia de potencia se produce cuando la impedancia de la antena y la impedancia del cable + conector son iguales. En caso de desadaptación, se produce una pérdida de potencia por reflexión hacia el generador. Esto se mide con la ROE (Razón de Onda Estacionaria) o VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) en inglés.

$$ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

Donde  $\rho$  es el coeficiente de reflexión.

Una ROE igual a 1, implicaría que toda la potencia se transmite a la antena y una ROE infinita, que todo se refleja.

### 2.3.8. Ancho de banda.

El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias en el cual, el rendimiento de la antena, respecto a algunas características, cumple un estándar definido.

Puede ser considerado como un rango de frecuencias en torno a una frecuencia central, en el cual, las características de la antena, como la impedancia de entrada, patrón de radiación, polarización, ganancia, etc. se mantienen en un valor aceptable respecto al valor en la frecuencia central [10].

En el caso de los dipolos, la frecuencia central es la frecuencia de resonancia.

Dado que las características de una antena no varían necesariamente de la misma forma o se ven afectadas de la misma forma por el cambio de frecuencia, no existe una única caracterización del ancho de banda. Se puede decir que básicamente existen dos tipos de ancho de banda:

- **Ancho de banda de patrón de radiación.** Asociado a los cambios de ganancia, anchura de haz, polarización, etc.
- **Ancho de banda de impedancia.** Asociado a los cambios de impedancia de entrada de la antena y eficiencia de radiación.

En el caso de las antenas de dipolo utilizadas en el proyecto, los efectos sobre el patrón de radiación por cambios de la frecuencia son despreciables. Por tanto, cuando se hable de ancho de banda, nos referiremos al ancho de banda de impedancia.

### 2.3.9. Antena de dipolo enfundado (Sleeve dipole).

En el proyecto se han utilizado antenas de dipolo enfundado (sleeve dipole) conocidas comúnmente en la industria como rubber duck, por el plástico empleado en el radomo, o simplemente dipolos, por ser un tipo de éstos. Se hace hincapié en el término preciso “dipolo enfundado” para explicar las diferencias con el dipolo estándar y para no confundirlo con otros usos de la denominación “rubber duck”, como por ejemplo los monopolos utilizados en los walkie-talkies.



Figura 2.14: Antena tipo “sleeve dipole array” 4.5 dBi con conector RP-SMA Macho usada en el proyecto.

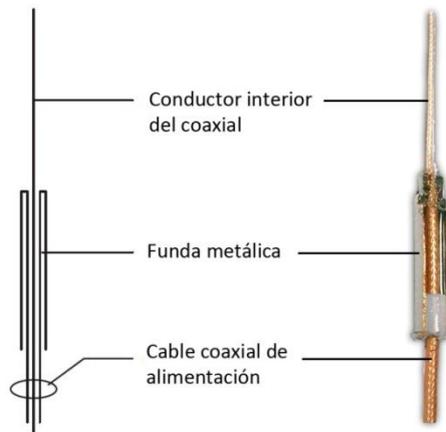
Este tipo de antenas fue utilizada en las primeras generaciones de teléfonos móviles, como es el caso del primer teléfono móvil comercial del mundo, el Motorola DynaTAC 8000X. Quedó obsoleta en el uso de los terminales móviles por el tamaño y otros motivos como la estética. No obstante, es la antena con mejor rendimiento que se haya instalado nunca en un teléfono móvil [19] y por ello, se sigue utilizando en aplicaciones WLAN (Access Points, Tarjetas WiFi, etc.) y en aplicaciones de sensores inalámbricos (Waspote, Arduino, etc.) donde el rendimiento y un tamaño razonable priman antes que la estética u otros factores.

Las antenas de dipolo enfundado son una modificación de las antenas de dipolo estándar (figura 2.15), en la cual se sustituye la alimentación central por una alimentación de extremo [9]. Su estructura radiante se basa en un dipolo asimétrico hecho de conductores de diferentes diámetros y longitudes ligeramente distintas.



**Figura 2.15: Antena de dipolo lambda medios sin radomo con alimentación central.**

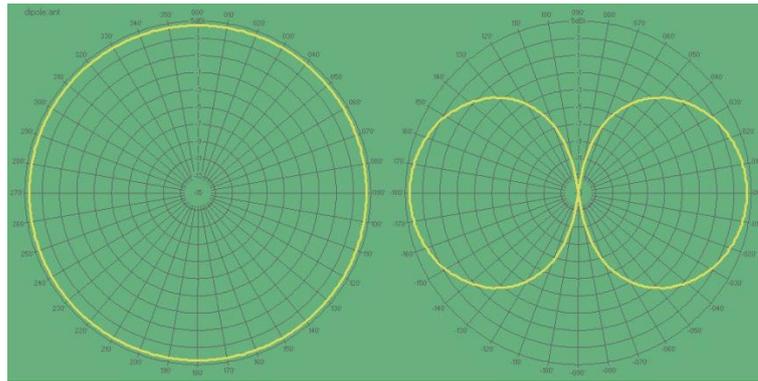
El conductor más fino, normalmente una extensión del conductor interno del coaxial alimentador, tiene una longitud apropiada para conseguir una buena adaptación de impedancias en la banda de operación. Por otro lado, el conductor grande “sleeve” o “funda” permite un bloqueo de las corrientes RF en su extremo abierto y en la mitad del dipolo radiante.



**Figura 2.16: Sección de antena sleeve dipole sin radomo.**

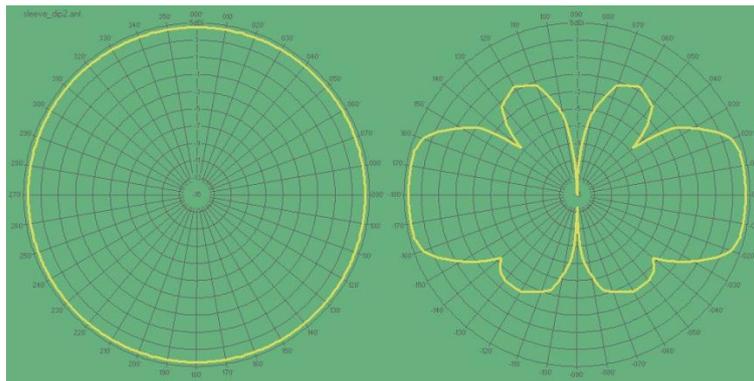
La ventaja principal del dipolo enfundado frente al dipolo estándar [9] es que, aunque tiene un ancho de banda más estrecho, es mucho más robusto físicamente y se puede encapsular en un radomo de plástico para protegerlo. Por lo demás, mantiene las características generales de los dipolos, como por ejemplo, el patrón de radiación omnidireccional.

El dipolo enfundado, no consigue normalmente llegar a los 2.14 dBi del dipolo lambda medios, sino que llega hasta los 2 dBi de ganancia.



**Figura 2.17: Patrón de radiación de una antena de dipolo lambda medios.**

En el proyecto se usa una antena de 4.5 dBi. Para conseguir este aumento de ganancia, se suele usar una antena de array en la cual se añade al dipolo enfundado una helicoidal [24], aumentando la ganancia hasta valores en torno a los 4.5 dBi y evitándose que la longitud de la antena sea demasiado grande. El patrón de radiación se modifica evidentemente, ya que la antena es más directiva. No obstante, sigue siendo omnidireccional en el plano H, manteniendo aunque se modifica ligeramente respecto al dipolo lambda medios original y al dipolo enfundado.



**Figura 2.18: Patrón de radiación de la antena sleeve dipole array usada en el proyecto.**

Se observa claramente en las figuras 2.17 y 2.18 que la antena sleeve dipole array es más directiva que la de dipolo lambda medios estándar ya que el haz es más estrecho y por otra parte, sigue siendo omnidireccional en el plano H.

## 2.4. Balance de potencias y link margin.

En el despliegue de una red de radiocomunicaciones, la planificación RF (Radio Frecuencia) es un aspecto clave. Antes de planificar toda la red, deben conocerse los parámetros que controlan la eficiencia de cada radioenlace. Esto se realiza en el software Radio Mobile, mediante la herramienta Radio Link, como se verá en el apartado 3.6.1. En el presente apartado se utilizarán las definiciones en inglés, para utilizar la misma terminología que usa Radio Mobile.

Para la planificación RF, se calcula un balance de potencias del enlace o *link budget*, en inglés, que tiene en cuenta la potencia isotrópica radiada equivalente, PIRE, o EIRP en inglés, y todas las pérdidas en el enlace, en el camino hasta llegar al receptor.

El balance de potencias se calcula en decibelios (dB), ya que así el cálculo se base en sumas y restas, facilitando los cálculos. Los niveles de potencia que se usarán en este proyecto vienen dados en dBm. En definitiva, el balance de potencias no es más que un conjunto de sumas y restas que nos da el nivel de señal recibida en el receptor:

$$RSL(dBm) = EIRP(dBm) - PL(dB) + G_{Rx}(dB)$$

El link margin, se define como el margen de potencia entre la potencia de señal recibida esperada y el umbral de sensibilidad del receptor. Este parámetro nos da una medida de cuánto margen existe entre el punto de operación y el punto en el cual el enlace deja de estar operativo. En definitiva, nos da una medida de la robustez del enlace. De esto se hablará en el apartado 3.4.3.

Viene dado por la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \text{Link margin}(dB) &= EIRP(dBm) - PL(dB) + G_{Rx}(dB) - TH_{Rx}(dBm) = \\ &= RSL(dBm) - TH_{Rx}(dBm) \end{aligned}$$

donde,

$EIRP(dBm)$  es la potencia isotrópica radiada equivalente, en dBm.

$PL(dB)$  es la pérdida de propagación, o Path Loss, en dB.

$G_{Rx}(dB)$  es la ganancia de la antena receptora, en dB.

$TH_{Rx}(dBm)$  es el umbral de sensibilidad del receptor (Receiver Threshold), es decir, el mínimo nivel de señal recibida que permitirá un funcionamiento fiable del receptor (una tasa de error de bits aceptable), en dBm.

$RSL(dBm)$  es el nivel de señal recibido en el receptor. (Receiver Signal Level)

#### **2.4.1. PIRE.**

La PIRE, Potencia Isótropa Radiada Equivalente, o EIRP, en inglés, viene dada por la siguiente expresión:

$$EIRP(dBm) = P_{Tx}(dBm) - L_c(dB) + G_{Tx}(dB)$$

donde,

$P_{Tx}(dBm)$  es la potencia del equipo transmisor, en dBm.

$L_c(dB)$  son las pérdidas de los cables y los conectores del transmisor, en dB.

$G_{Tx}$  (dB) es la ganancia de la antena transmisora, en dB.

#### 2.4.2. Pérdida de propagación.

En este apartado se desglosan las pérdidas tenidas en cuenta a la hora de calcular la pérdida de propagación. Se hace especial énfasis en las pérdidas tomadas en cuenta por el modelo de Longley-Rice, usado por el software Radio Mobile.

La pérdida de propagación del enlace, o *Path Loss*, viene dada por la suma de:

➤ **Una mediana estadística de pérdidas dada por el modelo de propagación Longley-Rice.**

Para el cálculo de la misma se tendrán en cuenta:

1. Las pérdidas de propagación en espacio libre.
2. Las pérdidas por difracción en obstáculos.
3. Las pérdidas por reflexiones en el suelo.

➤ **Las pérdidas por desvanecimientos debidos al multirayecto.**

Los desvanecimientos por multirayecto se producen por reflexiones múltiples en la atmósfera (despreciables a la frecuencia de trabajo) y por efectos del terreno, debido a reflexiones en múltiples objetos, árboles, y dispersión en objetos pequeños (scattering).

Se llaman desvanecimientos porque se produce una caída en el nivel de señal.

En general, la señal recibida variará constantemente, debido al efecto del multirayecto. Este fenómeno no es tenido en cuenta por el modelo Longley-Rice, y por tanto, tampoco por el software usado en el proyecto. Como veremos, la forma de combatir estas pérdidas fluctuantes, será mantener un link margin suficientemente alto.

➤ **Pérdidas debidas al clutter.**

El clutter radioeléctrico o "clasificación del recubrimiento del terreno que afecta a la propagación radioeléctrica", es decir, los bosques, las zonas de cultivo, las zonas de tierra baldía, las zonas cubiertas de agua, las zonas urbanas, etc. afectan a la propagación de las ondas de manera diferente. Por ejemplo, produciendo absorciones de la onda, o reflexiones, etc. La forma de incluir estas pérdidas, es de forma estadística, mediante un factor de atenuación, como se verá en el apartado dedicado al clutter. Se tendrán en cuenta al usar Land Cover en Radio Mobile.

➤ **Pérdidas por precipitaciones y por absorción de gases de la atmósfera.**

A la frecuencia de operación, 868 MHz, las pérdidas por absorción de gases de la atmósfera y debidas a las precipitaciones son despreciables [4]. Dichas pérdidas, empiezan a tener relevancia a partir de los 6 GHz. Por tanto, no se tendrán en cuenta en el cálculo de la pérdida de propagación.

En resumen, la pérdida de propagación que tendremos en cuenta, se puede formular de la siguiente forma:

$$PL(dB) = FSL(dB) + L_{dif}(dB) + L_{ref}(dB) + L_{clu}(dB)$$

La pérdida de propagación en espacio libre (Free Space Loss) es una función determinista de la frecuencia y de la longitud del enlace.

$$FSL(dB) = 20 \log(d) + 20 \log(f) + 32.45$$

con  $d$  en km y  $f$  en MHz.

$L_{dif}(dB)$  es la pérdida por difracción en obstáculos,  $L_{ref}(dB)$  es la pérdida por reflexión en el suelo y  $L_{clu}(dB)$  son las pérdidas producidas por el clutter.

A continuación se muestra la nomenclatura que usa Radio Mobile para las pérdidas. Aunque las llama de otra forma, el valor total es el mismo.

- $PathLoss(dB) \equiv FSL(dB) + Obstruction(dB)$
- $Obstruction(dB) \equiv L_{dif}(dB) + L_{ref}(dB)$
- $Urban(dB) + Forest(dB) + Statistics(dB) \equiv L_{clu}(dB)$

Por tanto, la equivalencia entre ambas nomenclaturas queda así:

$$PL(dB) = PathLoss(dB) + Obstruction(dB) + Urban(dB) + Forest(dB) + Statistics(dB)$$

Radio Mobile, muestra desglosadas las pérdidas debidas al clutter, en unas pérdidas estadísticas asociadas al mismo y los factores de atenuación que se añaden debido a las zonas rurales (englobando en una todas las zonas no urbanas, ya sean de cultivo, bosques, etc.) y a las zonas urbanas.

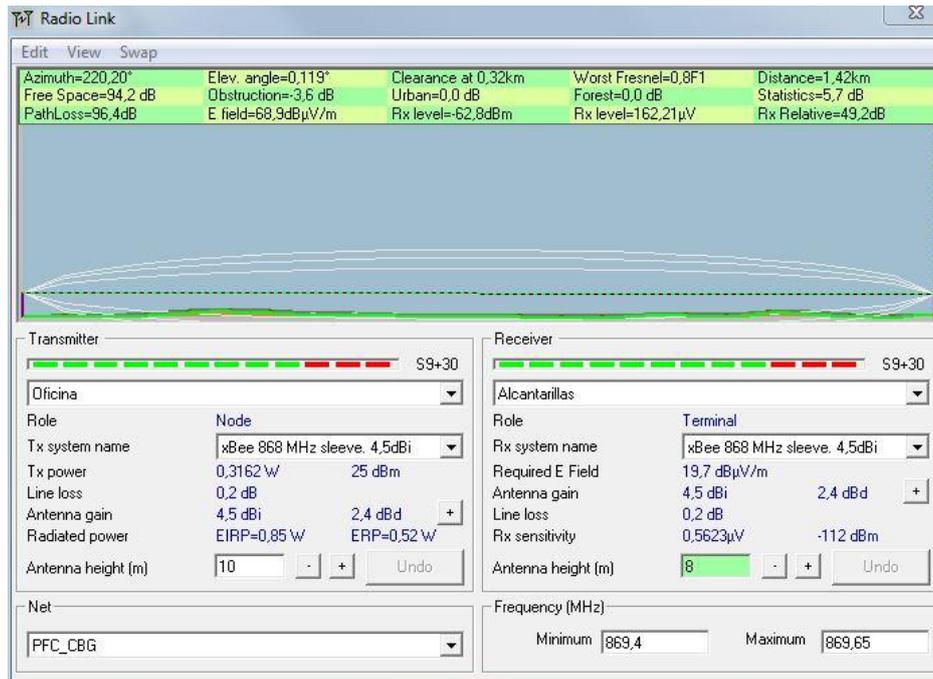


Figura 2.19: Captura de la herramienta Radio Link de Radio Mobile, donde se pueden ver los parámetros tenidos en cuenta en el cálculo del balance de potencias.

### 2.4.3. Robustez del enlace.

Mediante los softwares de planificación de redes inalámbricas, se consigue predecir valores promedio de pérdidas de propagación en los radioenlaces.

Sin embargo, debido a multitrayectos por difracciones, reflexiones, etc. en múltiples objetos no predecibles, la señal real recibida en el receptor variará constantemente (desvanecimientos) y por tanto, será necesario incluir un margen de seguridad ante dichos desvanecimientos que garantice un enlace robusto y con un throughput aceptable (ratio de paquetes recibidos en el receptor/paquetes enviados por el transmisor).

En un experimento realizado en el desierto de Los Monegros en 2009 [13], por Libelium, la empresa que comercializa Waspote, el Royal Institute of Technology (KTH) de Estocolmo, Suecia y la Universidad de Ciudad del Cabo, Sudáfrica, en el que se estudiaban redes de sensores de largo alcance, y se comparaban los datos obtenidos mediante simulación, con Radio Mobile, y los datos de campo obtenidos con diversos Waspotes (entre ellos el Waspote 868, utilizado en este proyecto), se llegó a la conclusión de que para obtener un enlace robusto, con un throughput aceptable (mayor del 75%), era necesario un link margin simulado superior a 10 dB. En particular, se habla de valores de link margin de 10 a 15 dB, para considerar un enlace estable.

Algunos autores añaden al balance de potencias un margen de desvanecimiento (fade margin) y luego calculan el margen del enlace (link margin) resultante restándole el fade

margin como unas pérdidas. En este proyecto, incluiremos dicho margen de desvanecimiento en el link margin.

Por tanto, se considerará un enlace robusto, a aquel que tenga un link margin superior a los siguientes valores, basándonos en dicho estudio:

- Zonas rurales: 10 dB
- Zonas suburbanas: 15 dB

## **2.5. Clutter radioeléctrico.**

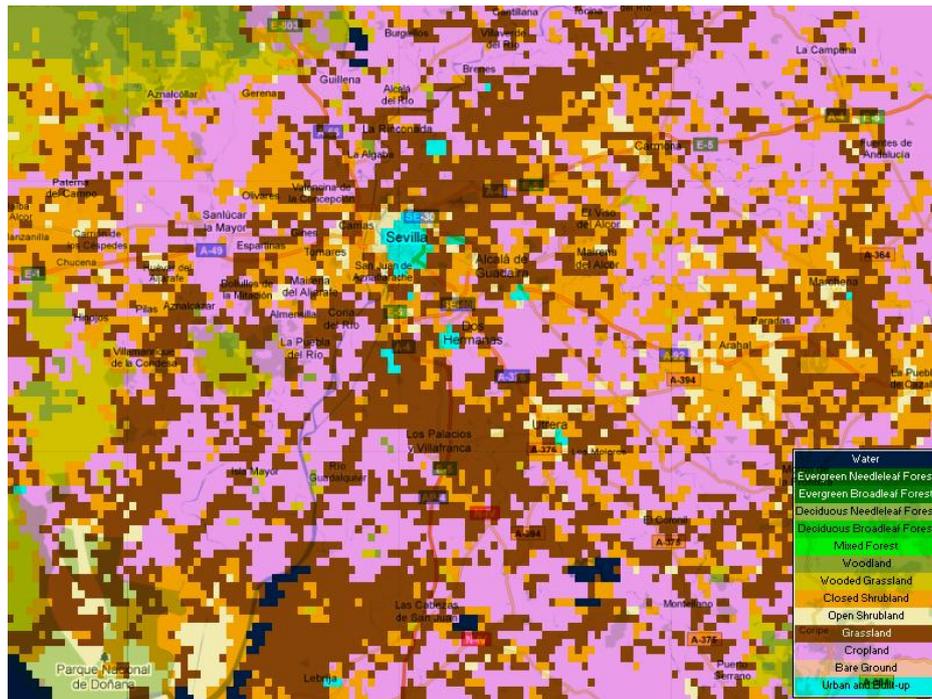
El mapa de clutter radioeléctrico es una representación del entorno que rodea las estaciones radioeléctricas [11] en el que se clasifica el terreno en diferentes categorías, como por ejemplo, zona de agua, tierras de cultivo, zonas urbanas, etc. Evidentemente es una simplificación del mundo real, pero nos da un método práctico para predecir el funcionamiento de nuestra red en un entorno no ideal.

En la figura 2.20 se puede observar el mapa de clutter radioeléctrico de la zona del canal, usado mediante la herramienta Radio Mobile. En el apartado 3.7.2 sobre Land Cover se hablará más sobre esto.

El clutter, o "recubrimiento terrestre" puede tratarse de varias formas. Uno de los métodos más comunes es aplicar un factor de atenuación adicional en la pérdida de propagación y un factor de corrección para todos los mecanismos de propagación presentes, como la difracción, reflexión y absorción. Esta es la forma en la que trata el clutter radioeléctrico el software Radio Mobile, mediante una herramienta llamada Land Cover.

## **2.6. Interferencias.**

Los sistemas radioeléctricos pueden clasificarse como sistemas limitados en potencia o en interferencia [4] según la perturbación que pone el límite a la cobertura radioeléctrica. En los primeros lo que limita la cobertura es el ruido y en los segundos la interferencia.



**Figura 2.20:** Mapa de clúster de la zona del Canal del Bajo Guadalquivir, obtenido por Land Cover, superpuesto sobre el mapa obtenido a través de Google Maps.

En nuestro caso, consideramos que estamos en un sistema limitado en potencia. Si bien todos los equipos emiten en el mismo canal, banda (869.4, 869.65) MHz [16] y en principio puede producirse interferencia cocanal, debido a la baja potencia de emisión y a la distancia a la que se encontrarán los dispositivos, el efecto de interferencia puede considerarse despreciable, ya que además, el duty cycle está muy limitado, y los transmisores emitirán en distintos intervalos de tiempo.

Por otra parte, los xBee 868 disponen de un mecanismo de retransmisión en la capa 2 de su torre de protocolos (ver apartado 4.2.3), para hacer frente a los posibles errores de transmisión debidos a interferencias. Por lo tanto, en los cálculos teóricos, despreciaremos las posibles pérdidas por interferencias.