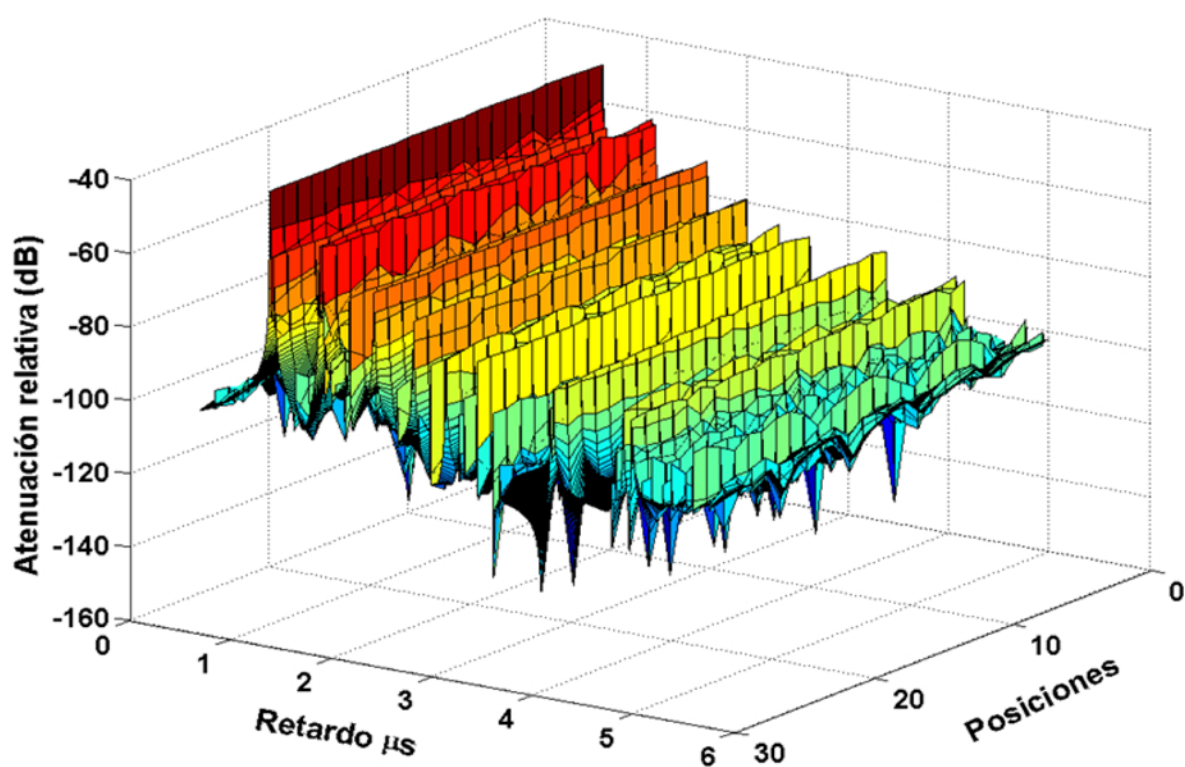


SISTEMAS DE COMUNICACIONES MÓVILES

-CARACTERIZACIÓN DEL CANAL MÓVIL-



Sistemas de Comunicaciones Móviles

- Caracterización del Canal Móvil -

Juan Pascual García
José María Molina García-Pardo
Leandro Juan Llácer

Profesores del Departamento de Tecnologías
de la Información y las Comunicaciones (TIC)
Universidad Politécnica de Cartagena

Todos los nombres propios de programas, sistemas operativos y equipos hardware que se referencian en este libro son marcas registradas de sus respectivas compañías u organizaciones.

Limitación de responsabilidades:

La información contenida en este libro ha sido exhaustivamente revisada. Sin embargo, ni la editorial ni los autores garantizan la exactitud o corrección de la información publicada. Por lo tanto, no serán responsables de cualquier error, omisión o daño ocasionados por el uso de esta información.

© 2014, Juan Pascual García,
José María Molina García-Pardo,
Leandro Juan Llácer

© 2014 Universidad Politécnica de Cartagena

Servicio de Documentación
Plaza del Hospital, 1
30202 Cartagena
968325908
ediciones@upct.es

Primera Edición, 2014

ISBN: 978-84-942944-6-4

Depósito legal: MU-1.162-2014

Queda rigurosamente prohibida, sin la autorización escrita de los titulares de la propiedad intelectual y de la Editorial, bajo las sanciones establecidas en las leyes, la reproducción total o parcial de esta obra por cualquier medio o procedimiento.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES MÓVILES	1
1.1 HISTORIA DE LAS COMUNICACIONES INALÁMBRICAS.....	1
1.2 BANDAS DE FRECUENCIA.....	9
1.3 DISPOSITIVOS INALÁMBRICOS MÓVILES.....	11
1.4 SISTEMAS DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS.	12
1.4.1 SISTEMAS DE LOCALIZACIÓN O BÚSQUEDA ("PAGING").	12
1.4.2 SISTEMAS DE TELEFONÍA INALÁMBRICA ("CORDLESS").....	12
1.4.3 SISTEMAS DE TELEFONÍA MÓVILES (CELULARES).....	13
1.4.4 REDES MÓVILES PRIVADAS.	14
1.5 MODOS DE FUNCIONAMIENTO.....	15
CAPÍTULO 2 CARACTERIZACIÓN DEL CANAL MÓVIL EN GRAN ESCALA ("LARGE SCALE FADING" Ó "LONG TERM FADING").....	23
2.1 PROPAGACIÓN DE SEÑALES ELECTROMAGNÉTICAS. EFECTO MULTICAMINO.	23
2.2 MODELO DE ESPACIO LIBRE: RAYO DIRECTO.....	32
2.3 MECANISMOS DE PROPAGACIÓN.	36
2.3.1 REFLEXIÓN.....	36
2.3.2 MODELO A DOS RAYOS.	40
2.3.3 DIFRACCIÓN.	43
2.3.4 MODELO DE ARISTA U HOJA DE CUCHILLO ("KNIFE-EDGE").	46
2.3.5 DIFRACCIÓN EN OBSTÁCULOS REDONDEADOS.....	49
2.3.6 TEORÍA UNIFORMA DE LA DIFRACCIÓN (UTD).	50
2.3.7 DIFUSIÓN ("SCATTERING").....	53
2.4 CARACTERIZACIÓN ESTADÍSTICA.....	54
CAPÍTULO 3 CARACTERIZACIÓN EN PEQUEÑA ESCALA ("SMALL SCALE FADING" Ó "SHORT TERM FADING").....	62
3.1 INTRODUCCIÓN.....	62
3.2 CANALES CRONOVARIABLES.	62
3.2.1 FUNCIÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.....	62
3.2.2 FUNCIÓN EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.....	65
3.2.3 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CRONOVARIABLE.....	66
3.2.4 FUNCIÓN DE ENSANCHAMIENTO DOPPLER/RETARDO.	66
3.3 CANALES CRONOVARIABLES ALEATORIOS.....	68
3.3.1 FUNCIONES DE CORRELACIÓN DEL CANAL.	68
3.3.2 CANAL ESTACIONARIO EN SENTIDO AMPLIO (WSS).	69
3.3.3 CANAL DE "SCATTERING" INCORRELADO (US).....	69
3.3.4 CANAL DE "SCATTERING" INCORRELADO ESTACIONARIO EN SENTIDO AMPLIO (WSSUS).....	70
3.4 PARÁMETROS DE CANAL RADIO.	71
3.4.1 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.....	71
3.4.2 ANCHO DE BANDA DE COHERENCIA.	76
3.4.3 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.	76
3.4.4 TIEMPO DE COHERENCIA.....	78
3.5 TIPOS DE DESVANECIMIENTO EN PEQUEÑA ESCALA.	79
3.5.1 DESVANECIMIENTOS DEBIDOS A LA DISPERSIÓN TEMPORAL.	79
3.5.2 DESVANECIMIENTOS DEBIDOS A LA DISPERSIÓN ESPECTRAL.	81
3.5.3 TIPOS DE CANAL.	82
3.6 EJEMPLO DE CÁLCULO DE LAS FUNCIONES DE TRANSFERENCIA Y DE LOS PARÁMETROS DEL CANAL RADIO.	84
3.7 CARACTERIZACIÓN ESTADÍSTICA EN PEQUEÑA ESCALA.	95
3.7.1 DESVANECIMIENTO RICE O RICIAN.....	95
3.7.2 DESVANECIMIENTO RAYLEIGH.....	97

3.7.3	DESVANECIMIENTO NAKAGAMI.....	100
3.7.4	DESVANECIMIENTO SUZUKI.....	103
CAPÍTULO 4 SISTEMAS DE MEDIDA.....		105
4.1	INTRODUCCIÓN.....	105
4.2	SISTEMAS DE MEDIDA EN BANDA ESTRECHA.....	105
4.2.1	DISPOSITIVO TEMS.....	106
4.2.2	ANALIZADOR DE ESPECTROS.....	107
4.2.3	MEDIDOR DE CAMPO.....	111
4.3	SISTEMAS DE MEDIDA EN BANDA ANCHA.....	112
4.3.1	"DIRECT RF PULSE SYSTEM".....	113
4.3.2	"SPREAD SPECTRUM SLIDING CORRELATOR SYSTEM".....	114
4.3.3	"FREQUENCY DOMAIN CHANNEL SOUNDING".....	117
CAPÍTULO 5 MODELOS DE PROPAGACIÓN.....		119
5.1	INTRODUCCIÓN.....	119
5.2	CLASIFICACIÓN DE LOS MODELOS DE PROPAGACIÓN.....	119
5.3	MODELOS DE ENTORNOS RURALES.....	121
5.3.1	MODELO EQUIVALENTE DE FILO DE CUCHILLO DE BULLINGTON.....	121
5.3.2	MODELO EMP PARA DOS OBSTÁCULOS.....	121
5.3.3	MODELO WILKERSON PARA DOS OBSTÁCULOS.....	122
5.3.4	MODELO EPSTEIN-PETERSON PARA DOS OBSTÁCULOS.....	123
5.3.5	MODELO DE DEYGOUT.....	124
5.3.6	MODELO GENERALIZADO UIT R-526 PARA N OBSTÁCULOS.....	125
5.3.7	MODELO DE LONGLEY-RICE.....	126
5.3.8	MODELO DE DURKIN.....	126
5.3.9	MODELO DE BLOMQUIST-LADELL.....	127
5.3.10	OTROS MODELOS.....	129
5.4	MODELOS DE ENTORNOS URBANOS MACROCELULARES.....	129
5.4.1	MODELO DE OKUMURA-HATA.....	130
5.4.2	MODELO DE WALFISCH-BERTONI.....	133
5.4.3	MODELO DE WALFISCH-IKEGAMI O COST-231.....	135
5.4.4	OTROS MODELOS.....	138
5.5	MODELOS DE ENTORNOS URBANOS MICROCELULARES.....	139
5.5.1	PROPAGACIÓN EN MICROCELULAS: ESTUDIOS DE PROPAGACIÓN A PARTIR DE MEDIDAS.....	140
5.5.2	MODELO DE KAJI-AKEYAMA.....	141
5.5.3	MODELO DE HAR-XIA-BERTONI.....	142
5.5.4	LANZADO DE RAYOS.....	145
5.6	MODELOS EN ENTORNOS INTERIORES ("INDOOR").....	149
5.6.1	MODELOS EMPÍRICOS DE BANDA ESTRECHA.....	149
5.6.2	MODELOS SEMI-DETERMINISTAS.....	150
BIBLIOGRAFÍA.....		153

Capítulo 1. Introducción a los sistemas de comunicaciones móviles.

1.1 Historia de las comunicaciones inalámbricas.

Para describir la historia de las comunicaciones inalámbricas vamos a dividirla en diferentes épocas, marcadas por avances particulares.

Los inicios.

Las comunicaciones inalámbricas consisten en la transmisión de una onda electromagnética que es recibida por un receptor apropiado. Los primeros experimentos relacionados con la transmisión de energía electromagnética se remontan a 1831, año en el que Michael Faraday demostró la inducción electromagnética. Durante todo el siglo XIX se realizaron numerosos avances, tanto teóricos como experimentales, en el conocimiento del electromagnetismo. En 1864 James C. Maxwell publicó un trabajo teórico en el que presentaba cuatro ecuaciones que permitían explicar los principales fenómenos electromagnéticos. Además, el desarrollo de estas ecuaciones predecía la existencia de ondas electromagnéticas. La demostración práctica llegó en 1886 cuando Heinrich Hertz utilizó una chispa eléctrica de suficiente intensidad y un receptor diseñado adecuadamente. A partir de ese momento, varios científicos e ingenieros se dedicaron a aumentar la distancia entre transmisor y receptor y a perfeccionar el mecanismo de transmisión. De todos ellos, Guglielmo Marconi fue el que más éxito obtuvo. En 1895 consiguió la transmisión de señales de telegrafía a una distancia de 2.5 km. Para ello empleó un transmisor de elevada potencia (200 kW) y gran longitud de onda. En 1899 superó el canal de la Mancha y en 1900 la onda se transmitió más allá de una distancia de 300 km. Por aquel entonces se creía que las ondas electromagnéticas solo se propagaban linealmente y que serían incapaces de superar o seguir la curvatura superficie terrestre. Marconi obtuvo su mayor triunfo en 1901, al establecer la primera transmisión inalámbrica más allá del Atlántico (3500 km.), entre USA y Gran Bretaña. Tan solo seis años después se desarrollaron las primeras conexiones transatlánticas comerciales. Ambos extremos de la conexión empleaban enormes estaciones base compuestas por hasta 30 antenas de más de 100 metros de altura. Las comunicaciones inalámbricas no se realizaron únicamente con estaciones terrestres ya que uno de los sectores de mayor crecimiento fue el de las aplicaciones marítimas.

Tanto las aplicaciones terrestres como marítimas se limitaban a la telegrafía basada en el código Morse ya que solo se podía transmitir pulsos de energía. Por el contrario, en las comunicaciones mediante ondas electromagnéticas guiadas por cables ya existían aplicaciones de transmisión de voz. La primera transmisión de voz inteligible fue llevada a cabo por Graham Bell en 1876. Dos adelantos tecnológicos

posibilitaron la transmisión de algo más que pulsos mediante ondas electromagnéticas. El primero fue el generador de señales de onda continua (válvula termo-iónica) en frecuencias de radio inventado por Valdemar Poulsen en 1902. El segundo fue la modulación de amplitud (AM según las siglas inglesas). Así, Reginald Fessenden pudo transmitir música y voz durante las navidades de 1906 dando lugar a la primera emisión de radio [IEEE Milestones]. La primera radio comercial tardaría todavía unos años en aparecer, este mérito corresponde a la KDKA de Pittsburgh en 1920. La radiodifusión tuvo un gran auge en los años siguientes, muchas personas compraron receptores para sus hogares e incluso para sus coches. En 1923 existían ya en USA 500 estaciones con dos millones de oyentes, alcanzándose el año siguiente las 1100 estaciones. El primer modelo de radio de coche data de 1927 ("*Philco Transitone*"). En Europa existían 200 estaciones en 1929, algunas de ellas eran compañías públicas como la BBC. El espectro estaba totalmente desregulado por lo que se llegó a cierto caos en el uso de las frecuencias. Por ello, en 1927 durante una conferencia internacional en Washington se propuso asignar la banda de 550 kHz hasta los 1.5 MHz para radiodifusión. Desde entonces las diferentes bandas del espectro empezaron a ser asignadas a diferentes usos por parte de agencias u organismos estatales como la FCC en USA, creada en 1934.

En la radio, un transmisor de gran potencia emite una señal que es captada por los receptores. Estos últimos son relativamente simples ya que no podían transmitir. La radio es por lo tanto un sistema unidireccional. Aspectos técnicos y sociales frenarían en cierta medida el desarrollo de los sistemas bidireccionales de voz, es decir, de la telefonía inalámbrica.

La primera aplicación de telefonía inalámbrica.

Antes de la Primera Guerra Mundial había entre 2000 y 3000 sistemas o aparatos inalámbricos en todo el mundo, la mayor parte en Gran Bretaña. Durante la Primera Guerra Mundial se impulsó el desarrollo de sistemas inalámbricos principalmente para la marina. En cambio, los sistemas de comunicaciones inalámbricos para las tropas terrestres fueron recibidos con frialdad por los mandos y planificadores militares. Este escepticismo era debido en parte a que los equipos eran voluminosos y pesados. La reducción de los ejércitos tras la guerra produjo un excedente de componentes de equipos de comunicaciones (válvulas de vacío). Gracias a estos suministros, los diseñadores profesionales y amateurs pudieron experimentar por primera vez con la telefonía de voz inalámbrica [Gruber].

Los primeros experimentos corresponden a los realizados en el Departamento de Policía de Detroit en 1921. En un principio consistía en un servicio de telegrafía en código Morse dirigido a los coches patrulla. Los mensajes enviados eran avisos para que pararan y llamasen a la central. Más tarde, en 1928 se consiguió transmitir voz a los coches patrulla. Este era un sistema unidireccional muy parecido a la radiodifusión. De hecho, como la policía no tenía una banda concedida para emitir los mensajes de voz, se solicitó una licencia de radio de entretenimiento. Para no perderla, la policía tenía que emitir contenidos de entretenimiento cuando no se enviaban mensajes a los coches patrulla. Por ello, en las transmisiones había una alternancia de música con, por ejemplo, listas de coches robados. Uno de los problemas de la telefonía inalámbrica era el de la ausencia de privacidad. Este inconveniente no era muy grave si se utilizaban equipos de telegrafía ya que poca gente conocía el código Morse. Una ventaja adicional de la telegrafía radicaba en que tenía un mayor alcance. Así, en países como Gran Bretaña, incluso durante los años 30, la policía prefería equipar a sus coches con dispositivos de telegrafía. Sin embargo, en USA el sistema de comunicación vocal tuvo mucho éxito entre los departamentos de policía. Así, en 1933 el Departamento de

Introducción

Bayonne (New Jersey) implantó el primer sistema de comunicación vocal bidireccional, es decir, de telefonía inalámbrica propiamente dicha [IEEE Milestones]. El sistema utilizaba la modulación AM y un banda de alta frecuencia para la época (1.5-3.0 MHz). Al igual que el sistema pionero de Detroit, se instalaba en los coches patrulla. La comunicación era posible tanto con una estación base situada en la oficina central como entre los propios coches. La transmisión de voz era bidireccional pero no simultánea, es decir, existía una alternancia entre la transmisión de cada extremo del enlace. Este sistema pronto se extendió a otros servicios públicos como los bomberos o el ejército y a otros países como Suecia, en este caso a finales de los años 30. Durante esta década se produjo además un importante avance en el campo de las modulaciones con la aparición de la modulación en frecuencia a cargo de Edwin Howard Armstrong en 1935 (FM) [IEEE Milestones]. La FM permite un mejor aprovechamiento del espectro y sobre todo es más robusta frente al ruido y las interferencias que la AM. Por ello, la calidad del audio transmitido con FM es mayor. En la telefonía inalámbrica bidireccional la FM se introdujo en 1940. A partir de entonces y hasta la digitalización en los años 90 prácticamente todos los sistemas de telefonía inalámbricos utilizaron esta modulación.

Las redes móviles privadas.

Básicamente una red móvil privada (PMR según las siglas inglesas) es una red de comunicaciones móviles inalámbricas diseñada para un grupo cerrado de usuarios que necesitan estar en contacto unos con otros con fiabilidad y rapidez. En ocasiones también se comunican con una central de operadores o despacho. Las primeras redes que utilizaron comunicaciones vocales bidireccionales fueron, como hemos visto, las instaladas por los departamentos de policía de las ciudades. Estas redes eran PMRs. La Segunda Guerra Mundial produjo la inversión de grandes sumas de dinero y una gran concentración de esfuerzos en ciertas áreas de la ciencia que por ello experimentaron avances sustanciales. En esta época se perfeccionó el radar, se construyó el avión a reacción, se diseñó el primer ordenador (basado en válvulas de vacío) y se fabricó la bomba atómica. En el sector de las comunicaciones se avanzó en el campo de la criptografía y la desencriptación de mensajes cifrados. En el campo de las comunicaciones inalámbricas el modelo visto de PMR no varió sustancialmente. El principal logro consistió en la reducción del tamaño y el peso de los equipos, hasta el punto de que se consiguió que cupiesen en una mochila. Las tropas terrestres por primera vez accedieron a equipos con los que comunicarse con su centro de mando o con otros grupos de tropas. La comunicación implicaba cierto peligro ya que las antenas tenían una longitud de más de un metro y por ello eran fácil blanco de los enemigos. Durante la guerra, Motorola construyó el primer equipo realmente portable que podía ser utilizado con una única mano. Se denominó "*Handie-Talkie*", aunque con el tiempo se le llamó "*Walkie-Talkie*" que era realmente el dispositivo montado en una mochila. Este equipo portátil poseía un pulsador, de forma que para hablar el soldado tenía que pulsarlo y mantenerlo de este modo. Para escuchar tenía que soltarlo e indicar con una palabra el fin de su transmisión ("*over*" o corto en español). Como vemos, al igual que los equipos instalados en la PMRs de la policía de los años 30, estos dispositivos eran bidireccionales pero la comunicación seguía sin ser simultánea. Por supuesto, los equipos de comunicaciones inalámbricas también fueron instalados en "*jeeps*", tanques, vehículos de transporte, aviones, etcétera. De entre todos los ejércitos, el de USA construyó y contó con los mejores equipos de comunicaciones. Todos eran de FM que como hemos mencionado es una modulación superior a la AM.

Después de la Segunda Guerra Mundial ocurrió algo parecido a lo ocurrido tras la Primera. Los ejércitos disminuyeron su tamaño y muchas de las empresas fabricantes de

equipos de FM se vieron desprovistas de su principal cliente. Sin embargo, gracias al crecimiento económico de los años posteriores a la guerra tanto en USA como en Europa, los fabricantes de sistemas de comunicaciones encontraron nuevos clientes para vender PMRs. Antes de la guerra las PMRs únicamente eran instaladas en departamentos policiales, en cambio, a partir de los años 40 estos sistemas se extienden a organismos tanto civiles como públicos. Así, pasaron a utilizarse en compañías de agua, transportes, de taxi, de energía eléctrica, bomberos, ambulancias, etcétera. La expansión de estos sistemas de telefonía inalámbrica vocal fue consecuencia asimismo de los importantes avances en las comunicaciones acaecidos después de la contienda mundial. Uno de los avances fue la invención del transistor en 1947 y resultó fundamental para el desarrollo de la electrónica. El transistor permitió una reducción drástica del tamaño de los equipos y una mejora de su fiabilidad. Este dispositivo sustituyó progresivamente a las válvulas de vacío que formaban parte esencial de los "Walkie-Talkies" y de los equipos montados en coches. Otro avance consistió en la reducción del ancho de banda de los canales. Esta mejora posibilitó una división de los anchos de banda disponibles en un mayor número de canales por lo que se pudo dar servicio a un mayor número de usuarios. La última innovación decisiva fue la introducción de la técnica de "trunking". Hasta ese momento a cada usuario específico se le asignaba una frecuencia o canal. Así, solo una pequeña cantidad de usuarios podían utilizar el servicio de comunicación. El "trunking" consiste en poner a disposición de cada usuario todos los canales disponibles [Gruber]. De esta forma, si existía algún canal libre el usuario podía establecer la comunicación. Si por el contrario no existían canales libres, el usuario podía esperar hasta que algún canal quedase libre. Inicialmente, el "trunking" era manual, cada usuario debía escuchar los canales disponibles para ver si existía alguno en silencio. Posteriormente, el "trunking" se administró de forma automática.

Las PMRs nunca llegaron a ser una tecnología de uso amplio [Gruber]. Estos sistemas están ligados a unas tareas, servicios y grupos muy determinados. Por ello, sus aplicaciones nunca fueron más allá de los propósitos iniciales para los que fueron previstas. Además, las PMRs no estaban conectadas a la red fija de telefonía, lo cual dificultaba su difusión. En muchas ocasiones esta falta de interconexión estaba impuesta por razones de regulación. El país en el que este tipo de sistemas tuvo más éxito fue USA. Así, en el año 1977 existían 2.7 usuarios por cada 100 habitantes. En comparación, Suecia, uno de los países europeos con mayor penetración del tanto de telefonía móvil como de PMRs, tenía 1.6 usuarios de PMRs en los años 60 [Gruber].

Los sistemas de telefonía móvil.

Los sistemas de telefonía móvil son sistemas de comunicación de voz inalámbrica. En este aspecto son iguales a las PMRs. No obstante, presentan diferencias fundamentales. Un sistema de telefonía móvil pretende ofrecer prestaciones similares a las de la telefonía fija. Por lo tanto, la comunicación debe ser bidireccional y simultánea, al contrario que en una PMR en la que no suele ser común hablar y escuchar al mismo tiempo. Para conseguir una transmisión y recepción simultáneas es necesario dotar al móvil de un duplexor. Este elemento complicaba y encarecía el diseño de los dispositivos móviles. Además, el propio sistema de telefonía móvil es más complejo que las PMRs tradicionales. Las PMRs en muchos casos simplemente retransmitían mensajes a todos los usuarios del sistema. Este no es el fin de la telefonía móvil, que debe conectar únicamente a dos usuarios. Éstas fueron dos de las razones del lento desarrollo y expansión de la telefonía móvil inalámbrica en comparación con las PMRs. Otra causa fue la competencia por las mejores partes del espectro con otros servicios

Introducción

como el de difusión de televisión. El año 1946 fue clave en el devenir de la telefonía móvil. En ese año se implantó el primer sistema de telefonía móvil en la ciudad de Sant Louis (USA). En un año se extendió a 25 ciudades más. En ese mismo año de 1946 la compañía ATT solicitó el acceso a partes del espectro de mayor frecuencia, más apropiadas para la ampliación de los servicios de telefonía móvil. Sin embargo, la FCC adjudicó las mejores partes del espectro a las compañías de televisión que también deseaban expandir su negocio. Esta decisión frenó en cierta medida el desarrollo de la telefonía móvil. No obstante, es probable que el acceso a mejores zonas del espectro no hubiera significado una gran expansión de la telefonía móvil. Los dispositivos y las llamadas eran muy caras. En cambio, la televisión era un servicio muy demandado y el sistema de transmisión era más sencillo.

Durante casi 20 años los pioneros sistemas de telefonía no lograron avances sustanciales. Existían pocos canales de frecuencia disponibles para los usuarios. Los equipos eran caros y pesados, hasta el punto de que generalmente iban instalados en coches. A finales de los años 60 en USA existían dos sistemas: uno operaba a 150 MHz y poseía once canales y el otro operaba a 450 MHz y contaba con doce canales. Todos los canales de cada uno de los sistemas no podían ser empleados en localizaciones cercanas debido a las interferencias. Por ejemplo, en todo el área de Nueva York los once canales se dividían en diversas zonas o barrios. Manhattan solo disponía de tres canales para 300 usuarios por lo que la probabilidad de bloque era elevada. A pesar de las dificultades existía lista de espera para ser abonado de los mencionados sistemas. Sin embargo, la falta de ancho de banda impedía aumentar los canales y por lo tanto el número de usuarios. La falta de usuarios provocó en buena medida que los sistemas no fueran rentables. En toda USA había unos 15000 abonados de estos sistemas de telefonía móvil en la década de los 60 [Entrevista Joel Engel].

En Europa la telefonía móvil tuvo incluso un desarrollo más lento que al otro lado del Atlántico. Los países nórdicos fueron los más interesados en la implantación de sistemas de telefonía móvil. De hecho, el primer sistema de telefonía móvil en Europa fue lanzado en Suecia a mediados de los años 50 del siglo pasado. El MTA sueco era un sistema de comunicación de voz bidireccional y dúplex. Además, se intentó desde el inicio que la conexión entre usuarios móviles fuera automática. Este sistema llegó a poseer 110 usuarios. Le siguió el MTB a mediados de la siguiente década. Este sistema consiguió 500 usuarios en un área mayor que la alcanzada por el MTA. Cada usuario del MTB poseía una tarjeta de suscriptor. Para conectarse a una estación base el usuario debía tener una de sus tarjetas en esa estación base. Un tono exclusivo identificaba al teléfono del usuario. Los equipos pesaban 40 kg en el MTA y 9 kg en el MTB. El sistema MTB fue desmantelado en 1983. Ninguno de los dos sistemas fue rentable, aunque existía cierta demanda para los servicios ofrecidos. Por ello, a finales de los años 60 se buscó crear un nuevo sistema, el MTC, que cubriera no solo Suecia sino también el resto de países escandinavos. Sin embargo, el sistema nunca se llegó a implantar debido a que el aumento del número de usuarios y estaciones base supuso problemas tecnológicos irresolubles [Gruber]. Al MTC le sucedió el MTD, menos ambicioso en cuanto a capacidad de conexión automática, y que sí fue implantado. El MTD llegó a contar con 80 canales en la banda de 460 MHz. Se alcanzó la cifra máxima de 110 estaciones base y hacia 1981 había 20000 suscriptores del servicio en Suecia, Dinamarca y Noruega.

Otros países europeos desarrollaron sus propios sistemas de telefonía móvil. En Alemania (RFA) existían diversos sistemas utilizados en diferentes partes del país. En 1958 el operador público de telecomunicaciones los unió en el sistema A-Netz. La comunicación entre el sistema de telefonía y la red fija de telefonía era manual. Una

conmutación de tipo automático se empleó en el siguiente sistema alemán, el B-Netz. Cada territorio de la RFA poseía un prefijo propio. Para llamar desde la red fija al usuario móvil era necesario conocer en qué territorio se encontraba el usuario móvil para marcar el prefijo adecuado. El sistema A-Netz alcanzó la cifra de 800 usuarios en 1971 mientras que su sucesor consiguió un pico de 13000 suscriptores en 1979. En 1980 el B-Netz incorporó las bandas dejadas por el A-Netz por lo que amplió sus usuarios hasta los 27000. Este sistema se extendió a otros países, de modo que pudo ser usado por los usuarios alemanes en Austria, Luxemburgo y Holanda. El primer sistema del Reino Unido fue el System 1 introducido en 1959 de manera experimental. Como en un principio los resultados no fueron satisfactorios, no se implantó en el área de Londres hasta el año 1965. El siguiente sistema diseñado, el System 2 ni siquiera fue desplegado. El System 3, introducido en 1973, fue el primer sistema británico que alcanzó cierta penetración en el mercado. El sistema operaba a la frecuencia de 160 Mhz. La conexión se establecía por mediación de un operador y era no era un sistema dúplex. Al igual que en las PMRs solo una persona podía hablar en cada momento teniendo que presionar un pulsador. La comunicación dúplex y la llamada completamente automática se introdujo con el System 4 en 1981. Este sistema llegó a contar con 14000 usuarios en 1985 [Gruber].

Los sistemas celulares. La digitalización.

A finales de los años 60 y especialmente durante la década de los 70 se desarrolló en USA una de las técnicas que más importancia ha tenido en la gran expansión de la telefonía móvil. Esta técnica es la división celular del área donde se ofrece el servicio de telefonía. Hasta ese momento los sistemas de telefonía se asemejaban en cierta medida a los sistemas de difusión de televisión o radio. Una gran antena se instalaba en lo alto de un edificio situado en el centro de la zona que se pretendía cubrir. En todo caso, el área total se dividía en unas pocas zonas asociadas a unas pocas estaciones base. Como hemos visto, el sistema a 150 MHz usado en USA tenía una estación base únicamente para toda la zona de Manhattan. La división celular consiste en dividir el área en muchas zonas relativamente pequeñas y reutilizar los canales disponibles en esas zonas, que se llamarán células. Este hecho permite ofrecer un servicio de calidad a una cantidad muy superior de usuarios. Un sistema de este tipo se puede desarrollar en la banda de 450 MHz, pero es mucho más apropiado transmitir en frecuencias cercanas a 1 GHz. Frecuencias, por tanto, no disponibles por los sistemas de telefonía móvil existentes en los años 60. En 1969 la FCC ofreció a ATT las frecuencias más altas de las negadas en 1946 debido al relativo fracaso de la televisión en la banda de UHF. ATT debía desarrollar un sistema viable y rentable para poder finalmente acceder a esa parte del espectro. Así, junto con los laboratorios Bell, la ATT diseñó y desplegó el primer sistema celular de telefonía móvil [Entrevista Joel Engel]. Este sistema fue el padre del llamado "*Advanced Mobile Phone System*" (AMPS) americano que inició su actividad en 1983. Otros avances facilitaron la expansión de la telefonía móvil. La utilización de transistores en los aparatos receptores posibilitó su reducción de tamaño y peso. Gracias a estas mejoras se fabricó el primer teléfono móvil realmente portátil. Este hito se suele atribuir a Martin Cooper de la compañía Motorola. Los primeros sistemas celulares eran analógicos, como los sistemas antecesores. La modulación empleada era la FM. A estos sistemas analógicos y celulares se les denominó sistemas de primera generación.

En las décadas de los 70 y 80 la división celular se extendió también a los sistemas de telefonía móvil europeos. Al igual que en los sistemas pioneros de los años 50 y 60, cada uno de los países más avanzados desarrolló un sistema propio. Las compañías públicas de telecomunicaciones eran las encargadas del diseño e implantación. Así,

Introducción

aparecieron en Europa y en el mundo diversos sistemas de primera generación. En los países escandinavos se diseñó el sistema NMT que tuvo una versión en la banda de 450 MHz y otra en la de 900 MHz. Fue un sistema exitoso que se implantó en muchos países, entre ellos España en la versión de 450. El AMPS americano también se utilizó más allá de su país de nacimiento. En el Reino Unido se desarrolló el sistema TACS que también se implantó en España. En Japón se desplegó el sistema NAMTS. En Alemania, como en Suecia, se desarrollaron dos sistemas, C-450 y C-900, que operaban en dos bandas de frecuencia. Aunque muchos de estos sistemas operaban en la banda de 900 MHz, presentaban diferencias muy apreciables, como por ejemplo el número de canales. Eran sistemas incompatibles. En una Europa en la que existía una unión económica y una libertad de movimientos y de capitales cada vez mayor, no tenía sentido mantener sistemas incompatibles de telefonía móvil. Así se decidió en principios de los años 80 crear un estándar europeo de telefonía móvil. Finalmente, tras muchos años de discusiones y pruebas, el “*Global System of Mobile communication*” (GSM) se estandarizó en 1991. Este sistema presentaba una diferencia fundamental con los sistemas de primera generación. Utilizaba una modulación digital para transmitir la voz. En USA el AMPS también se digitalizó convirtiéndose en el D-AMPS, aunque el GSM tuvo más éxito en su implantación mundial. A los sistemas de telefonía móvil digitales se les denominó sistemas de segunda generación. La digitalización de la voz aportó una serie de mejoras sustanciales. Las interferencias y ruidos eran muchos menores. El aprovechamiento del ancho de banda era mayor, por lo que se podía dar servicio a más usuarios. Se podían transmitir datos fácilmente. La digitalización y la reducción del precio de los terminales y equipamiento posibilitaron la gran expansión de la telefonía móvil a finales de la década de los 90. El número de teléfonos móviles durante esa época sobrepasó al número de líneas fijas con rapidez. Fue un crecimiento casi exponencial. Los sistemas de telefonía móvil de primera generación coexistieron durante la década de los 90 con los de segunda generación, pero a finales de la misma habían desaparecido en la práctica. La división celular también se aplicó a algunos sistemas PMR. Existen PMRs, como las de servicios de emergencia o de seguridad, que buscan ofrecer cobertura en amplias zonas. Estas PMRs aprovecharon la división celular para cubrir amplias áreas. Asimismo, la digitalización permitió la mejora de la calidad de las comunicaciones y la transmisión de datos, dos mejoras muy atractivas para las PMRs. Por todo ello, a principios de los 90 en Europa se diseñó un estándar de PMR celular y digital denominado Tetra. La coexistencia de los sistemas analógicos y digitales ha sido más duradera en las PMRs que en los sistemas de telefonía. La razón estriba en que las PMRs requieren de una importante inversión inicial. Una vez instalado, el coste de utilización del sistema es muy reducido. Las compañías y empresas cambian sus PMRs únicamente cuando están totalmente amortizadas. Por ello, la sustitución ha sido mucho más lenta.

Durante la primera década del siglo XXI surgieron los sistemas de tercera generación en telefonía móvil. Estos sistemas presentan mejoras en la capacidad de transmisión y recepción de datos respecto a los sistemas de segunda generación. No obstante, las características fundamentales de estos sistemas son iguales a los precedentes. Son sistemas celulares y digitales. Las diferencias consisten en la técnica de acceso al medio y en las modulaciones empleadas. Entre estos sistemas podemos citar el UMTS europeo. En esta historia nos hemos centrado en la telefonía móvil terrestre y en las PMRs. Existen otros muchos sistemas que emplean la transmisión inalámbrica. Podemos citar la telefonía móvil vía satélite, las redes de área local (inalámbricas), la telefonía fija inalámbrica. En la Figura 1.1 se muestra un gráfico con la evolución de algunos los sistemas de comunicación inalámbricos más importantes.

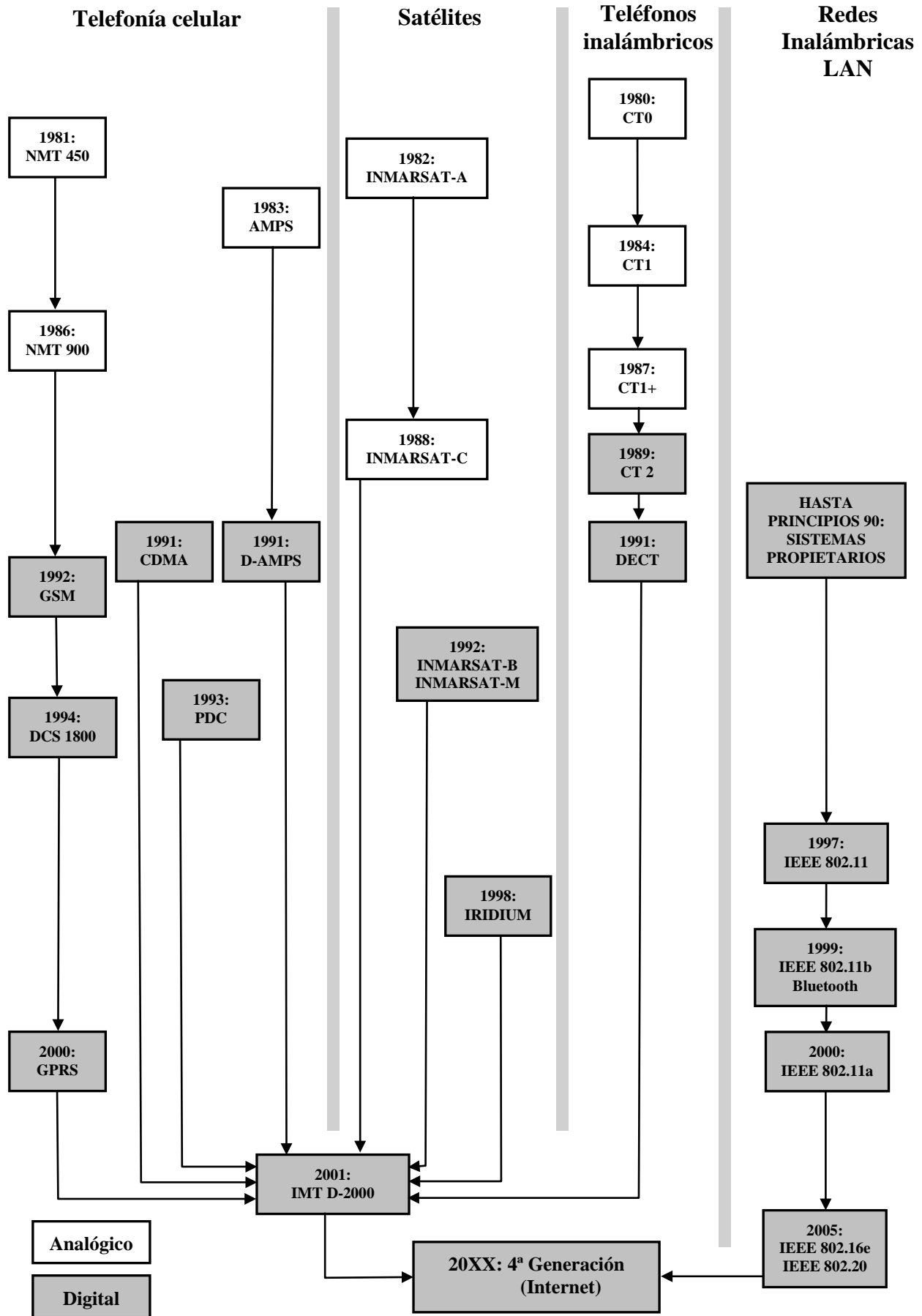


Figura 1.1. Evolución de las comunicaciones inalámbricas [Schiller]

1.2 Bandas de frecuencia.

En la actualidad se pueden transmitir ondas de radio de frecuencias comprendidas entre las pocas decenas de hertzios (Hz) y los 300 GHz. Este amplio espectro electromagnético se divide en diversas bandas como se muestra en la Tabla 1.1 [Parsons]. Cada banda de frecuencia es adecuada para una serie de comunicaciones inalámbricas particulares. Así, por ejemplo, la banda de UHF es muy apropiada para desarrollar los sistemas de telefonía inalámbrica celular.

Frecuencia de la banda	Rango de frecuencias
Frecuencia extremadamente baja (ELF)	< 3 kHz
Frecuencia muy baja (VLF)	3-30 kHz
Frecuencia baja (LF)	30-300 kHz
Frecuencia media (MF)	300 kHz-3 MHz
Frecuencia alta (HF)	3-30 MHz
Frecuencia muy alta (VHF)	30-300 MHz
Frecuencia ultra alta (UHF)	300 MHz-3 GHz
Frecuencia súper alta (SHF)	3-30 GHz
Frecuencia extra alta (EHF)	30-300 GHz

Tabla 1.1. Bandas de frecuencias. Las siglas corresponden a su designación en inglés.

A continuación se explican las principales características de las bandas de frecuencia [Parsons].

VLF

Las ondas electromagnéticas de VLF poseen longitudes de onda muy grandes, del orden de 10^5 m, por ello las antenas son asimismo muy grandes. Además, se deben aplicar potencias de transmisión elevadas. Las ondas de radio a estas frecuencias se reflejan en la ionosfera. Además, esta capa de la atmósfera forma con la Tierra una especie de guía de onda que permite la propagación de la onda. La banda VLF se emplea en comunicaciones a muy larga distancia como por ejemplo en los sistemas de navegación. Junto con la banda ELF, también se emplea en comunicaciones con submarinos ya que las ondas a estas frecuencias son capaces de penetrar en un conductor como es el agua de mar. Los anchos de banda son pequeños por lo que la tasa de transmisión de datos es muy reducida.

LF y MF

En estas frecuencias, comprendidas entre los pocos kilohertzios y los pocos megahertzios, la propagación de las ondas se produce a lo largo de la superficie terrestre. Este modo de propagación permite la transmisión a largas distancias. Las antenas, al igual que en la banda VLF, son de gran tamaño. La potencia también es elevada. Entre las aplicaciones encontramos en la banda LF, la navegación y otras comunicaciones a larga distancia, y en la banda MF, la emisión de radio comercial AM. La banda MF posee un ancho de banda mayor que la banda LF y por lo tanto permite un aumento de la tasa de transmisión. Como la atenuación de la onda terrestre es mayor en la banda MF que en la banda LF, la distancia máxima de transmisión es menor en la primera. Por la noche, en la banda MF es posible la transmisión de una onda por medio de la ionosfera. Este hecho puede producir interferencias (constructivas o destructivas) en esta banda.

HF

Aunque la propagación terrestre existe en esta banda, la onda ionosférica o atmosférica es a menudo la forma dominante. Por esta razón esta banda no se utiliza en aplicaciones civiles de radio móvil (celulares o no). La ionosfera está compuesta por diversas capas de gases ionizados. Las ondas de esta banda se propagan en estas capas mediante mecanismos de refracción de modo que la onda se curva. Esta curvatura posibilita la transmisión a muy larga distancia ya que es capaz de sobrepasar la curvatura de la Tierra. El grosor de cada capa de la ionosfera es variable; esta característica influye en la comunicación en esta banda causando diversos problemas.

VHF y UHF

En estas frecuencias la comunicación ionosférica es imposible y la forma de propagación dominante consiste en una onda que llega directamente al receptor y ondas reflejadas en el suelo. Como veremos más adelante en estas bandas también son importantes otros mecanismos de propagación como la difracción y la difusión o dispersión. Las antenas son relativamente pequeñas y se pueden montar en mástiles de tamaño igual a varias longitudes de onda. El ancho de banda es superior a las anteriores bandas por lo que se puede transmitir radio de alta calidad en FM y canales de televisión. Hoy en día este tipo de aplicaciones se transmiten de forma digital. La banda de UHF ha sido utilizada para comunicaciones móviles inalámbricas tanto analógicas (400-900 MHz) como digitales (800-1900 MHz). La propagación se restringe a puntos dentro del límite del horizonte por lo que el alcance es esencialmente local.

SHF

Las frecuencias de esta banda se denominan generalmente como microondas. Las microondas incluyen asimismo a las frecuencias de la banda de UHF que se encuentran por encima de 1.5 GHz. El mecanismo de propagación dominante es la onda directa entre transmisor y receptor ya que el resto de mecanismos producen pérdidas muy elevadas. Las antenas en esta banda son muy pequeñas y compactas. Normalmente son de tipo reflector (parabólico), estas antenas concentran la radiación en la dirección requerida por lo que se consigue fácilmente una onda directa. Las aplicaciones principales son los radioenlaces terrestres, los radares y las comunicaciones a corta distancia. Como las ondas en esta banda penetran en la ionosfera y no son afectadas por ella, se emplean también en comunicaciones vía satélite. Esta banda se divide en sub-bandas entre las cuales podemos citar las empleadas en comunicaciones vía satélite: la banda C (4-6 GHz), la banda Ku (11-14 GHz) o la banda Ka (19-29 GHz).

EHF

En ocasiones se utiliza el término onda milimétrica para designar a las frecuencias de esta banda. En comparación con las otras bandas, especialmente con las de bajas frecuencias, se consiguen enormes anchos de banda que permiten la transmisión de grandes cantidades de información. El modo de propagación dominante es, como en la banda SHF, la onda directa entre transmisor y receptor. El resto de mecanismos no permiten la transmisión de la onda debido a la elevada atenuación producida. Algunos fenómenos atmosféricos influyen en la transmisión de una onda de esta banda. Así, la lluvia y la nieve causan la dispersión de la onda. A ciertas frecuencias la niebla, el vapor de agua y otros gases atmosféricos absorben parte de la potencia de la onda. Por ejemplo, la absorción a cargo del agua es importante a 22 GHz mientras que la del oxígeno lo es a 60 GHz. Sin embargo, entre estas frecuencias existen ventanas sin

absorción. Las aplicaciones de esta banda son las comunicaciones seguras a corta distancia y los enlaces entre satélites.

1.3 Dispositivos inalámbricos móviles.

Los dispositivos inalámbricos móviles eran teléfonos portátiles que servían para establecer una comunicación oral. No existía ninguna transmisión de datos o si existía se limitaba a una cantidad de datos muy reducida. Con la digitalización de las comunicaciones móviles la transmisión de datos se convirtió en habitual. Además, en la última década han aparecido otros muchos dispositivos, distintos de los teléfonos móviles o portátiles, con conexión inalámbrica y carácter móvil¹. Por todo ello, la frontera entre unos dispositivos y otros no es clara en ocasiones. Algunos teléfonos móviles son utilizados en gran medida para transmitir y recibir datos mientras que otros dispositivos diseñados en principio para la transmisión de datos permiten el establecimiento de conversaciones. La voz a la postre es digitalizada y se puede transmitir como un dato más. A continuación se presenta una lista con los dispositivos ordenados de menor a mayor rendimiento (CPU, memoria, pantalla, etcétera) [Schiller].

- **Sensores:** es un dispositivo muy simple que transmite información de su estado.
- **Localizador o “busca” (“Pager”):** es un receptor muy sencillo que solo puede mostrar un mensaje de texto. No es capaz de transmitir datos. Los localizadores se pueden incluso integrar en un reloj de pulsera. El éxito de los teléfonos móviles y su capacidad para enviar mensajes cortos ha convertido en poco útiles a los localizadores para aplicaciones de ocio. Sin embargo, en servicios de emergencia todavía puede ser necesario localizar a un gran número de usuarios de forma fiable y rápida tal como pueden hacer los localizadores.
- **Teléfonos móviles:** los teléfonos móviles analógicos tradicionales eran capaces de establecer una conversación oral bidireccional y poseían poca o ninguna capacidad de transmisión de datos. Gracias a la digitalización de las comunicaciones móviles los teléfonos móviles actuales pueden transmitir y recibir grandes cantidades de datos, de forma que la conexión a Internet es ahora generalizada. Muchos modelos se pueden conectar a redes de área local.
- **Asistentes digitales personales (PDA):** son dispositivos que ofrecen versiones simples de los programas de ordenador típicos de oficina (calendario, procesador de textos, correo electrónico, navegador de Internet). Gracias al aumento de la capacidad de procesamiento de los chips y microprocesadores, los teléfonos móviles actuales poseen capacidades similares a las PDA. La frontera entre ambos dispositivos es tenue.
- **Ordenador de bolsillo:** son versiones de reducido tamaño de los ordenadores portátiles. Incluyen versiones simplificados de los programas de los ordenadores. Poseen capacidad de conexión inalámbrica a redes de área local (Wi-fi) por lo que posibilitan la recepción y transmisión de datos y el establecimiento de comunicaciones orales (voz sobre IP).
- **Ordenador portátil:** ofrecen un rendimiento similar a los ordenadores de sobremesa. Al igual que los ordenadores de bolsillo poseen una gran capacidad de conexión a redes de área local.

¹ Es más apropiado decir carácter portátil, pero móvil es un término muy extendido.

Los dispositivos del futuro serán más potentes, menos pesados, poseerán nuevas interfaces y podrán acceder a diferentes redes. Sin embargo, conforme se incrementan todas estas capacidades aumenta a su vez el principal problema de estos dispositivos, que no es otro que el del suministro de energía. El incremento de la velocidad de procesamiento implica generalmente el aumento del consumo del chip. Además, la transmisión de datos consume mucha energía de la batería del dispositivo.

1.4 Sistemas de comunicaciones inalámbricas.

1.4.1 Sistemas de localización o búsqueda ("*paging*").

Como se ha explicado en el apartado 1.3 los dispositivos localizadores reciben mensajes que generalmente son textos numéricos o alfanuméricos. Los sistemas de "*paging*" tradicionales simplemente notificaban al suscriptor la necesidad de llamar a un teléfono particular. Los sistemas más modernos son capaces de enviar faxes e información sobre noticias. El mensaje es enviado al localizador a través de un número de acceso al sistema de búsqueda que es generalmente un número de teléfono usual. El sistema de búsqueda retransmite el mensaje en toda el área de servicio por medio de una serie de estaciones base [Rappaport].

Los sistemas de búsqueda varían ampliamente en su complejidad y área de cobertura. Los sistemas más simples cubren áreas de entre 2 y 5 km de radio e incluso pueden estar confinados a edificios individuales. Los sistemas de cobertura amplia pueden en cambio llegar a proporcionar una cobertura global. En un sistema de búsqueda de este último tipo el subsistema de transmisión es complejo y caro. Consta de una red de líneas telefónicas, muchas estaciones base transmisoras que contienen grandes torres de transmisión de ondas de radio. Estas estaciones transmiten el mensaje de forma simultánea, lo que en inglés se denomina "*simulcast*" [Rappaport].

Los sistemas de búsqueda están diseñados para proveer una comunicación fiable a los suscriptores estén donde estén dentro del área de servicio. Para conectar con un receptor ya sea en un edificio, en un vehículo en movimiento o en un avión es necesario usar grandes potencias de transmisión (del orden de kilowatios). Además la tasa de transmisión debe estar limitada a unos pocos miles de bits por segundo. En la Figura 1.2 se observa un sistema de búsqueda que da servicio a una serie de ciudades. En cada ciudad se utiliza una única estación base. En este caso dicha estación debe ubicar en el techo de un edificio elevado del centro de la ciudad para así conseguir la máxima cobertura [Rappaport].

1.4.2 Sistemas de telefonía inalámbrica ("*cordless*").

Los sistemas de telefonía inalámbrica conectan un dispositivo portátil a una estación base dedicada, la cual se conecta a una línea telefónica dedicada con un número telefónico propio. Antiguamente la línea pertenecía a la red telefónica pública conmutada (PSTN según las siglas inglesas). Los primeros sistemas de telefonía inalámbrica datan de los años 80 y tenían un alcance de unas pocas decenas de metros. Solo se empleaban dentro de una casa o un edificio. La segunda generación de estos sistemas tenía un alcance mayor, de cientos de metros, por lo que se pudieron usar en el exterior de los edificios. Algunos sistemas se utilizan en combinación con sistemas de búsqueda de modo que el suscriptor que recibe el mensaje en el localizador debe llamar con su teléfono o terminal inalámbrico [Rappaport]. En la Figura 1.3 se aprecia la simplicidad de un sistema de telefonía inalámbrica.

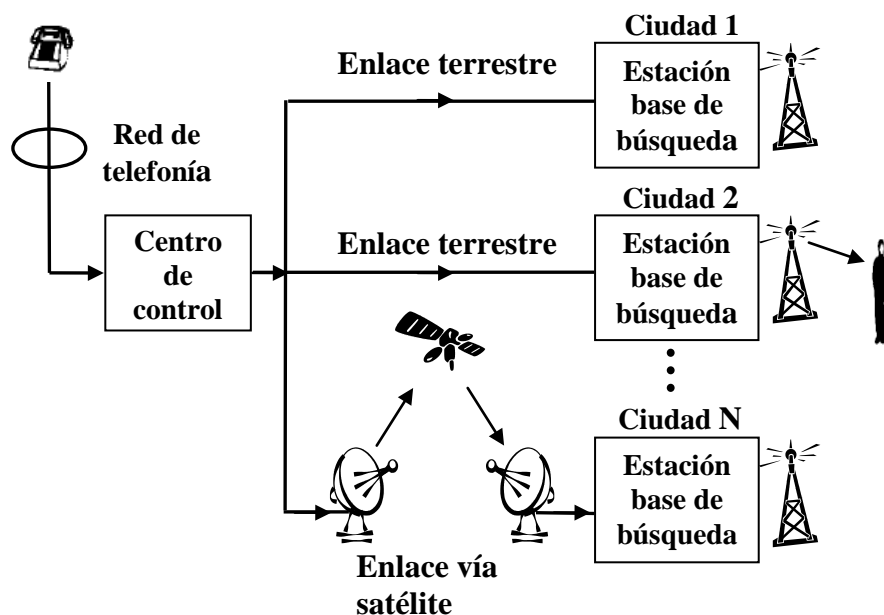


Figura 1.2. Sistema de búsqueda con cobertura en varias ciudades. Para conectarse a la ciudad N se emplea un enlace vía satélite

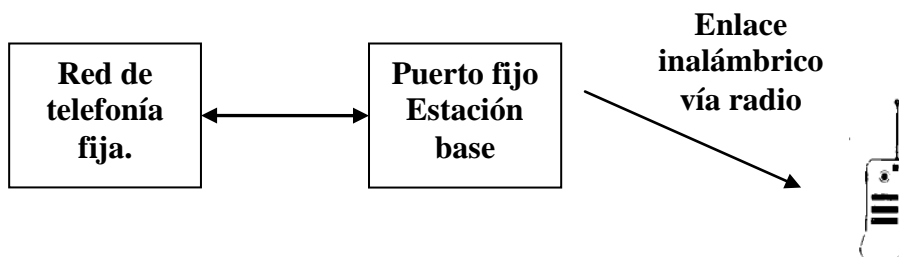


Figura 1.3. Sistema de telefonía inalámbrica.

1.4.3 Sistemas de telefonía móviles (celulares).

Los sistemas de telefonía móvil proveen a los usuarios una conexión de forma inalámbrica con la red de telefonía fija y con otros usuarios de sistemas de comunicaciones móviles. La conexión se establece en áreas geográficas extensas o que cubren la mayor parte de la población de un país. Gracias a la división del área total de servicio en células cubiertas por estaciones base dedicadas es posible ofrecer un servicio de alta calidad a una gran cantidad de usuarios. Cuando un usuario pasa de una célula a otra se aplica un complejo procedimiento de conmutación (“switching”) de célula llamado “handoff” o “handover” que permite la continuidad de la llamada [Rappaport].

Un sistema de telefonía móvil celular está compuesto por muchos elementos y dispositivos. Entre los más importantes figuran las estaciones o terminales móviles, las estaciones base y los centros de conmutación móvil (MSC según las siglas inglesas). El MSC es el encargado de conectar los móviles a la red de telefonía fija. Cada móvil se conecta vía radio con una de las estaciones base del sistema. Durante la llamada se pueden realizar todos los procedimientos de “handoff” necesarios. La estación base se

conecta al MSC a través de líneas telefónicas o por medio de enlaces de microondas. El MSC coordina todas las actividades de las estaciones base y conecta el sistema celular entero a la red de telefonía fija. Un MSC típico puede gestionar el tráfico de cientos de miles de usuarios que lleven a cabo, entre todos ellos, miles de conversaciones simultáneas [Rappaport].

La comunicación entre la estación base y los móviles se define por un estándar denominado “*Common air interface*” (CAI) que especifica cuatro canales diferentes. Los canales usados para la transmisión de voz desde la estación base a los móviles se llaman “*forward voice channels*” (FVC) y los canales utilizados en la transmisión de voz en sentido contrario se denominan “*reverse voice channels*” (RVC). Los otros dos canales son canales de control y se denominan “*forward control channels*” (FCC) y “*reverse control channels*” (RCC). Estos canales también se llaman canales de establecimiento (“*set up channels*”) ya que son utilizados en el establecimiento de la llamada. Los canales de control transmiten y reciben datos que contienen las peticiones de inicialización y de servicio.

Los sistemas de telefonía móvil celular han tenido en las dos últimas décadas una enorme expansión. Entre los sistemas que más éxito han tenido podemos citar el estándar europeo GSM. Este es un sistema digital y celular. Otro sistema de este tipo es el D-AMPS de implantación en USA.

1.4.4 Redes móviles privadas.

Las redes móviles privadas son sistemas inalámbricos móviles que satisfacen las necesidades de comunicación interna de un grupo específico de usuarios en un área determinada. Estos grupos pueden ser fuerzas de seguridad y emergencia, organismos gubernamentales o empresas. Las redes móviles privadas (PMR según las siglas inglesas) fueron los primeros sistemas de comunicación de voz inalámbrica bidireccional. Las PMR permiten la comunicación directa entre usuarios, de modo que en ocasiones es innecesario el uso de estaciones base si el área de servicio es reducida. Si la cobertura del sistema es media o grande, entonces se deben emplear estaciones base. Las estaciones base sirven de puente entre usuarios del área de cobertura. También pueden retransmitir un mensaje o comunicación oral de un usuario a todos los demás usuarios. La comunicación con la red de telefonía básica es posible pero no es una característica muy común. En el caso de que el número de usuarios sea elevado se deberá aplicar la técnica de división celular. Así ocurre, por ejemplo, en el sistema Tetra, utilizado por servicios de emergencia y seguridad. La arquitectura de la PMR celular constará de elementos similares a los de un sistema de telefonía móvil celular. También contará con canales de tráfico (como los FVC y RVC) y de control (como los FCC y RCC).

Una PMR debe poseer una serie de características para satisfacer las comunicaciones internas de un grupo de usuarios. Debe existir la posibilidad de realizar llamadas a todos los usuarios (“*broadcast*”) o a un grupo de ellos. El servicio debe ser fiable, es decir, se debe asegurar la disponibilidad del servicio. Esta propiedad es especialmente importante en los servicios de seguridad o emergencia. El establecimiento de llamada debe ser muy rápido. En el caso del modo directo de comunicación entre usuarios el establecimiento es prácticamente inmediato. A este modo se le denomina pulsar y llamar (“*push-to-talk*” o PTT) y es propio de los dispositivos “*Walkie-Talkies*”. La cobertura en el área de servicio debe ser continua, sin zonas de sombra en las que no se pueda establecer una llamada. En las aplicaciones empresariales o en aplicaciones que deban cubrir un área variable o grande, el sistema PMR debe ser fácilmente escalable, es decir, la ampliación del área de cobertura debe

ser sencilla. Otras características deseables son la capacidad para dotar de seguridad y privacidad en las transmisiones, la posibilidad de dar prioridad a ciertas llamadas y la posibilidad de comunicación con otras redes.

En la Tabla 1.2 se muestran las diferencias fundamentales entre una PMR y un sistema de telefonía móvil celular. Una diferencia referente al coste del sistema radica en el pago del servicio. En un sistema de telefonía móvil celular el pago del servicio se realiza en cada llamada. En una PMR el coste de la llamada o de utilización del sistema es muy pequeño. El gasto principal en una PMR es la inversión inicial llevada a cabo en la implantación del sistema. Por ello, algunas PMRs analógicas han perdurado más que los sistemas de telefonía analógicos, ya que en las primeras había que amortizar plenamente la inversión inicial.

Característica	PMR	Celular
Llamadas a grupo	Sí	No
Modo despacho	Sí	No
Modo directo	Sí	No
Establecimiento de llamada	Inmediato	Varios segundos
Servicios suplementarios	Personalizados	Genéricos
Tiempos de llamada	15-20 segundos	Varios minutos
Capacidad (usuarios)	Moderada	Grande
Pago	Inicial	Cada llamada
Cobertura	En función de la superficie	En función de la población

Tabla 1.2. Diferencias entre las redes móviles privadas y los sistemas de telefonía móvil celular.

1.5 Modos de funcionamiento.

Los modos de funcionamiento de un sistema de comunicaciones móviles están fuertemente relacionados con el tipo de equipos empleados en las estaciones base y en los terminales móviles. Distinguimos dos clases de equipos dependiendo de cuántas portadoras utilice un equipo [Cardona *et ál.*]:

- **Síplex:** en la comunicación existen dos sentidos de comunicación, el sentido móvil-estación base (enlace ascendente) y el sentido estación base-móvil (enlace descendente). Un equipo síplex no puede transmitir (recibir) simultáneamente en los dos enlaces que componen la comunicación. Por ello, es necesario conmutar en el móvil entre transmisión y recepción. Esta conmutación suele ser manual mediante un pulsador PTT (“*Push To Talk*”). Estos equipos permiten la comunicación directa entre los terminales móviles sin que sea necesaria la utilización de una estación base (BS). Suele ser habitual en los móviles de las PMRs.
- **Dúplex:** las comunicaciones en los dos enlaces, ascendente y descendente, utilizan portadoras distintas, suficientemente separadas en frecuencia. Un equipo dúplex es capaz de transmitir (recibir) en los dos sentidos simultáneamente. Para conseguirlo, el terminal móvil debe contar con un elemento llamado duplexor que separa los dos sentidos de la comunicación en frecuencia. Los terminales dúplex suelen ser utilizados en los sistemas de telefonía celular.

Los modos de funcionamiento, siguiendo el criterio mencionado, son:

Modo de funcionamiento símplex a una frecuencia.

No es posible la comunicación bidireccional simultánea. Todos los terminales son símplex. La estación base, si existe en el sistema de comunicaciones, también funciona en modo símplex de modo que debe ser atendida manualmente por un operador. En la Figura 1.4 se observa un ejemplo de sistema de comunicaciones símplex compuesto por una estación base y un terminal móvil. Si la estación base transmite a la frecuencia f_1 , el móvil debe recibir (línea continua en ambos extremos). Cuando la estación base haya terminado su transmisión, puede comenzar la transmisión del móvil. La frecuencia utilizada es también f_1 . Ahora el modo en cada extremo de la comunicación está marcado con línea discontinua.

Una de las ventajas de este sistema reside en la posibilidad de que los terminales móviles se comuniquen entre sí, sin intermediación de una estación base, aunque ésta exista. En la Figura 1.5 se muestra un ejemplo de un sistema símplex en el que un móvil 2 se comunica con otro móvil 1 (línea discontinua entre ambos). Esto es posible debido a que el móvil 1 está dentro de la zona de cobertura (alcance) del móvil 2.

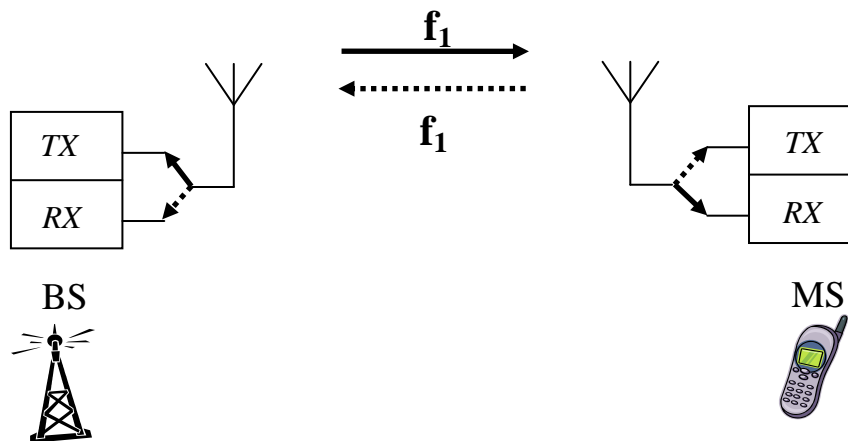


Figura 1.4. Sistema de comunicaciones símplex a una frecuencia con una estación base y un terminal móvil.

En la Figura 1.5 se aprecia uno de los problemas importantes de los sistemas bidireccionales en general, provocado por el desequilibrio del balance de potencias entre el enlace ascendente y el enlace descendente. Las estaciones base suelen transmitir con potencias radiadas aparentes (PRA) máximas superiores a 10 W e incluso a 40 W. En cambio, los móviles operan con PRA que oscilan entre los 100 mW y los 2 W. Así, la estación base de la Figura 1.5 sería capaz de transmitir hasta el móvil 2, que se ubica dentro de su cobertura, pero éste no alcanzaría a la estación base ya que se encuentra fuera de su alcance [Hernando-Rábanos].

En este modo de funcionamiento todos los móviles y estaciones base deben escuchar el canal para saber si hay alguna comunicación en curso. Por ejemplo, si un móvil quiere transmitir hacia la estación base, primero debe escuchar el canal para determinar si existe en curso una transmisión desde otro móvil a esa estación base. En la Figura 1.6 se muestra un ejemplo de este mecanismo de transmisión hacia la estación base. El móvil 1 está transmitiendo hacia la estación base. Como el móvil 2 se encuentra dentro del área de cobertura del móvil 1 (línea continua) escuchará la transmisión. Así, se abstendrá de transmitir hacia la estación base (línea discontinua marcada con una cruz) que queda dentro de su alcance [Hernando-Rábanos].

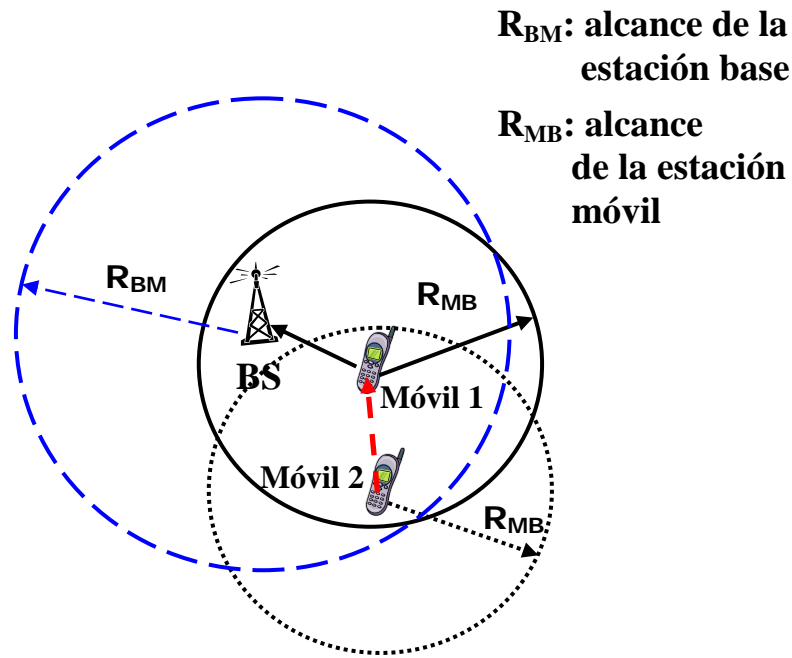


Figura 1.5. Ejemplo de comunicación entre móviles en un sistema símplex a una frecuencia.

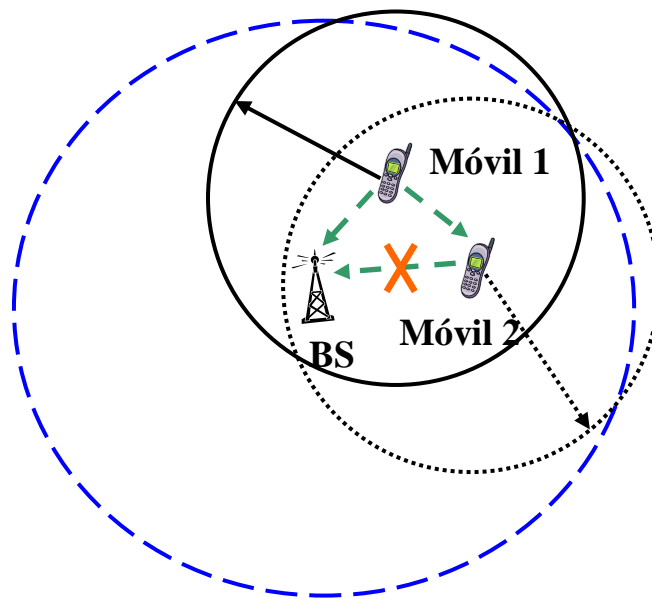


Figura 1.6. Comunicación con la estación base en un sistema símplex a una frecuencia.

El mecanismo de escucha presenta un problema fundamental. Si existe un móvil que desea transmitir hacia la estación base y se encuentra fuera de la cobertura de otro móvil que ya está transmitiendo, se producirá una interferencia en la estación base. Por ejemplo, en la Figura 1.7 se observa que el Móvil 1 está transmitiendo hacia la estación base. El móvil 2 se encuentra fuera del círculo de cobertura del móvil 1. Si el móvil 2 inicia una transmisión, provocará una interferencia en la estación base (cruz) ya que

ambas transmisiones se realizan en la misma frecuencia. A este tipo de interferencias se les denomina de tipo intra-sistema ya que ambos móviles pertenecen al mismo sistema [Hernando-Rábanos].

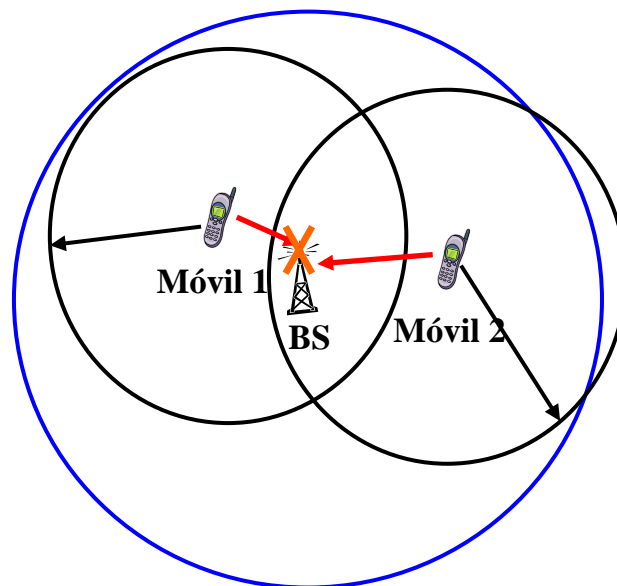


Figura 1.7. Interferencia intra-sistema en un sistema símplex a una frecuencia

Otro problema de este tipo de sistemas es la saturación del espectro radioeléctrico. Esta saturación es debida a otro tipo de interferencias, las provocadas por co-emplazamientos de las estaciones base. En este caso, las estaciones base del mismo sistema o de dos sistemas diferentes están situadas en un mismo emplazamiento o en emplazamientos muy próximos. Si usan las mismas frecuencias, un móvil que se encuentre en el área de cobertura de ambas estaciones y que desee transmitir a una de las estaciones base, podrá interferir en las comunicaciones de la otra estación base. En la Figura 1.8 se muestra una interferencia de este tipo producida por un móvil de un sistema en una estación base de otro sistema que opera con la misma frecuencia f_1 . El móvil del sistema 2 se encuentra en la zona de cobertura de solape entre dos sistemas de comunicaciones símplex y posee una cobertura que suponemos que engloba a las dos estaciones base. Al transmitir a su estación base (BS2) genera una señal a la frecuencia f_1 que llega a la estación del otro sistema (BS1). Como existe un móvil del sistema 1, fuera de la cobertura del móvil del sistema 2, que estaba transmitiendo a su estación base (BS1), se produce en ésta una interferencia. Además, las estaciones base situadas en co-emplazamientos interferirán fuertemente unas en otras debido asimismo al hecho de compartir frecuencias.

Una solución para evitar o minimizar esta clase de interferencias consiste en separar en frecuencia los canales (frecuencias) asignados a distintas redes que solapen sus áreas de cobertura [Hernando-Rábanos, Cardona *et ál.*]. Generalmente esta separación debe exceder los 4 MHz ya que los filtros de las estaciones base no son ideales. Si existen muchas estaciones base co-emplazamiento se puede alcanzar cierta saturación de la banda que ocupan los sistemas.

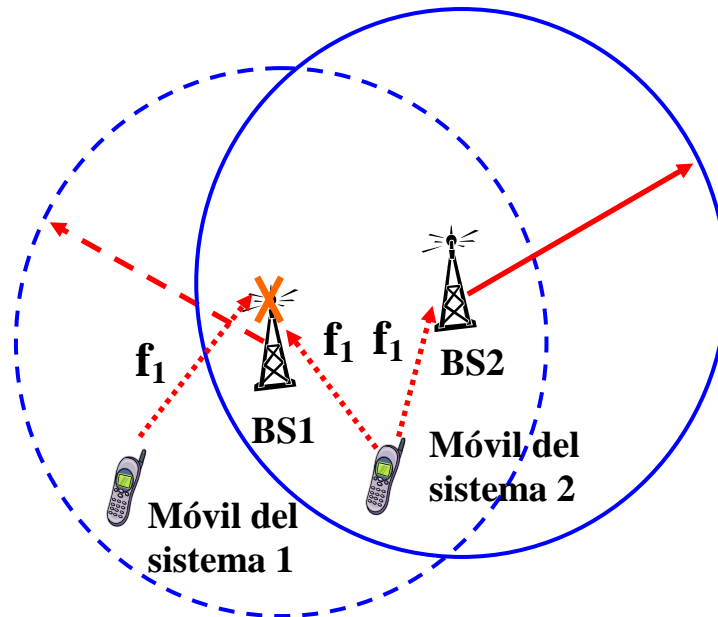


Figura 1.8. Interferencia en co-emplazamiento en un sistema símplex a una frecuencia.

Modo de funcionamiento símplex a dos frecuencias.

Al igual que en el modo de funcionamiento con una frecuencia, no es posible la comunicación bidireccional simultánea ya que todos los terminales son símplex. La estación base, si existe, es también símplex. La diferencia estriba en que se utiliza una frecuencia para el enlace descendente (f_1 en la Figura 1.9) y otra para el enlace ascendente (f_2 en la Figura 1.9). En este sistema el aprovechamiento del espectro es mejor que en el sistema símplex a una frecuencia [Cardona *et ál.*] debido a que no aparecen interferencias entre estaciones base que solapen sus áreas de cobertura, como ocurría en las estaciones base co-emplazamiento. Cuando la estación base BS1 de la Figura 1.8 transmita, lo hará a una frecuencia f_1 . Esta señal no interferirá en la estación base BS2 ya que recibe señales a una frecuencia f_2 . Sin embargo, las interferencias en una estación base provenientes de un móvil de otro sistema permanecerán. Así, el móvil del sistema 2 seguiría interfiriendo en la estación base BS1 debido a que tanto BS2 como BS1 reciben a la frecuencia f_2 .

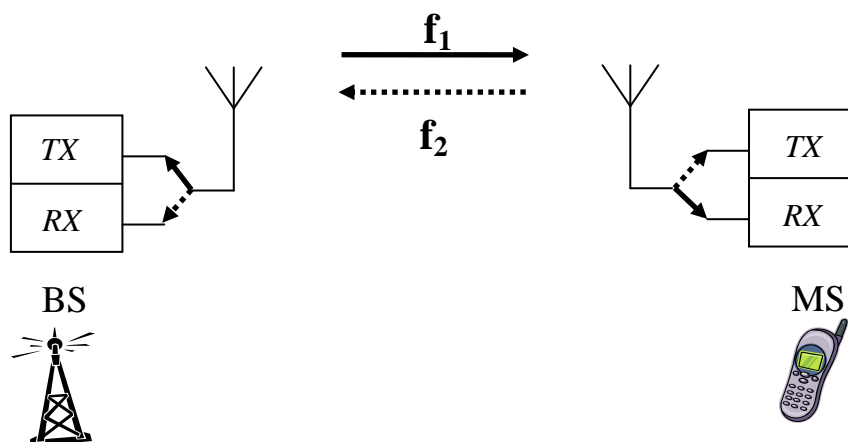


Figura 1.9. Sistema de comunicaciones símplex a dos frecuencias con una estación base y un terminal móvil.

Aunque este modo de funcionamiento parece ofrecer mejores prestaciones que el modo a una frecuencia, presenta un inconveniente fundamental que impide su utilización. Los móviles de un mismo sistema símplex a dos frecuencias no pueden escucharse entre sí. Por ello las interferencias intra-sistema son mucho más probables que en un sistema símplex a una frecuencia. En la Figura 1.10 se muestra un ejemplo de interferencia. El móvil 1 está transmitiendo a la estación base BS con una frecuencia f_2 . Aunque el móvil 2 se encuentra en el área de cobertura del móvil 1 no puede escuchar esa transmisión ya que únicamente recibe a través de la frecuencia f_1 . Por lo tanto, si decide transmitir se producirá una interferencia en la estación base representada por una cruz en la Figura 1.10.

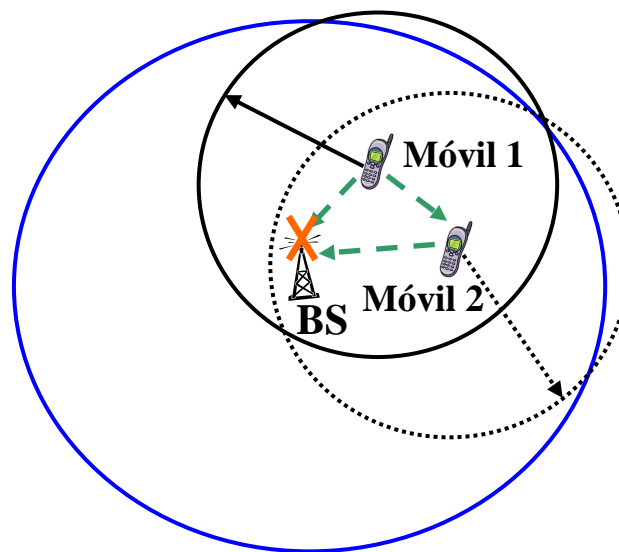


Figura 1.10. Interferencias intra-sistema en un sistema símplex a dos frecuencias.

Modo de funcionamiento semidúplex.

En este modo, la estación base opera en modo dúplex mientras que los terminales móviles son equipos símplex. Es un modo muy utilizado en redes móviles privadas. Los sistemas semidúplex suelen operar de la forma mostrada en la Figura 1.11. La estación base recibe una señal procedente de un terminal móvil (línea discontinua, frecuencia f_2). Como la estación base posee un duplexor es capaz de recibir y transmitir al mismo tiempo. Así, amplificará la señal recibida y la retransmitirá simultáneamente a todos los móviles que se encuentren a su alcance (líneas continuas, frecuencia f_1). Todos los móviles estarán al tanto de la conversación que se produce en el canal de f_1 al que están sintonizados.

Una propiedad interesante de este tipo de sistemas es la facilidad para compartir un mismo canal (frecuencias) entre varias redes móviles privadas relativamente cercanas, entre las que existan solapes de coberturas. Esta capacidad es posible gracias a la inserción en la propia señal de una serie de códigos particulares de cada red. Los códigos se expresan mediante una serie de tonos de audio denominados subtonos de apertura de repetidor. Cuando una estación base recibe una señal, estudia los subtonos, de modo que solo amplifica y retransmite la señal si ésta pertenece a su red. Gracias a este mecanismo se evita la retransmisión de toda interferencia que llegue al repetidor o estación base. En la Figura 1.12 se muestra un ejemplo práctico de un sistema de subtonos llamado CTCSS (“*Continuous Tone Controlled Signalling System*”). Los

Introducción

subtonos ocupan frecuencias (entre 67 y 250.3 Hz) menores que el límite inferior del espectro vocal, de forma que no interfieren en la conversación. La banda situada entre los 300 Hz y los 3 kHz es ocupada por la voz modulada.

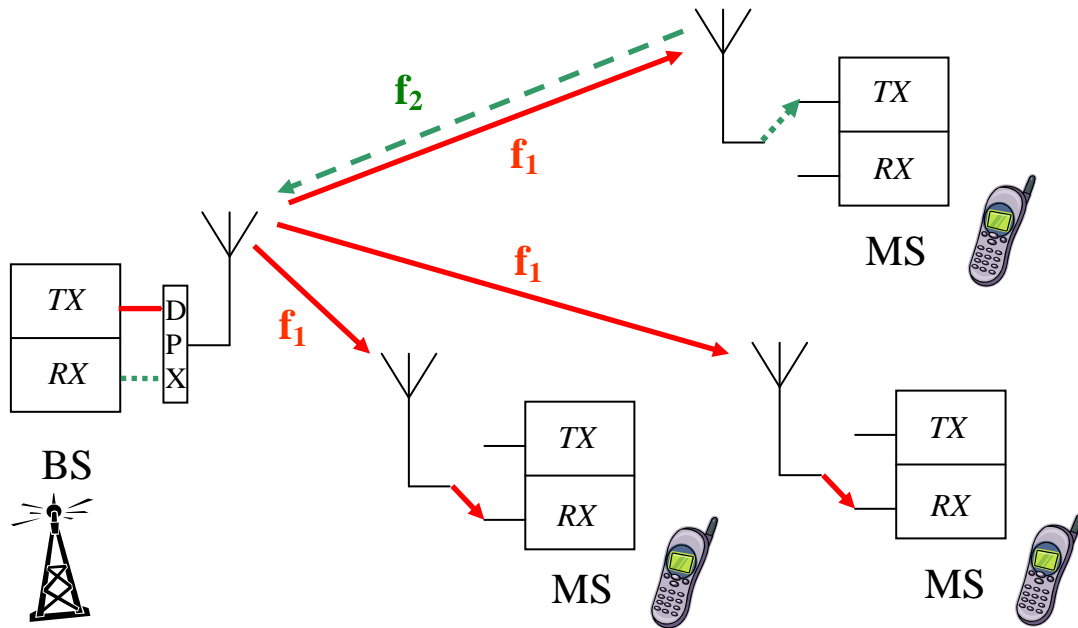


Figura 1.11. Sistema de comunicaciones semidúplex.

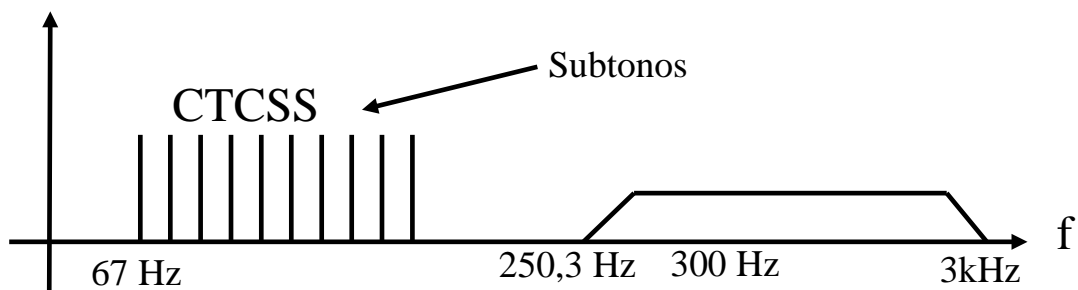


Figura 1.12. Subtonos CTCSS [Cardona *et ál.*].

Modo de funcionamiento dúplex.

En este modo, tanto la estación base como los terminales móviles son equipos dúplex. Como se observa en la Figura 1.13 ambos extremos de la comunicación están dotados de un duplexor. Este dispositivo permite que el terminal móvil reciba a la frecuencia f_1 y transmita a la frecuencia f'_1 simultáneamente. En la estación base se recibe a la frecuencia f'_1 y se transmite a la f_1 . Este modo de funcionamiento es el empleado habitualmente en los sistemas de comunicaciones móviles celulares. En el sistema de la Figura 1.13 existe solo un móvil, por lo tanto solo es necesario un par de frecuencias. Si existiese otro móvil se tendrían que utilizar otro par de frecuencias (f_2 y f'_2), si se introdujera en el sistema un tercer móvil se añadiría un par más (f_3 y f'_3) y así sucesivamente.

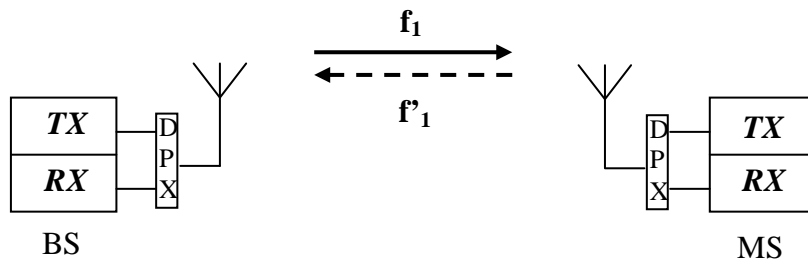


Figura 1.13. Sistema de comunicaciones dúplex.

Capítulo 2. Caracterización del canal móvil en gran escala (*"Large Scale Fading"* o *"Long Term Fading"*).

2.1 Propagación de señales electromagnéticas. Efecto multicamino.

En este libro se estudia la caracterización de la respuesta del canal radio en los sistemas de comunicaciones móviles. Este término se refiere a aquellos sistemas de comunicaciones en los que existe un enlace vía radio entre varios dispositivos que poseen la capacidad de recibir y transmitir señales radioeléctricas. Generalmente, al menos uno de los dos dispositivos es móvil de modo que el su dueño podrá comunicarse cuando se encuentre en movimiento. A este dispositivo se le suele denominar estación móvil. El otro dispositivo se encuentra fijo y se le denomina habitualmente estación base (ver Figura 2.14).



Figura 2.14. Canal móvil que separa la estación base y la estación móvil.

El canal móvil o canal radio es el espacio y todos los elementos que se encuentran entre el transmisor y el receptor. Las ondas electromagnéticas se propagan a través del canal radio de diversos modos. En la Figura 2.15 se muestra un esquema que resume las formas de propagación [Schiller]. Como sus propios nombres indican las ondas ionosféricas y troposféricas se propagan a lo largo de las respectivas capas de la atmósfera. Denominamos como ondas terrestres a aquellas que se propagan cerca de la superficie de la Tierra. Éstas se subdividen en ondas de superficie, que se propagan entre la atmósfera y la Tierra como en una guía-onda, y las ondas de espacio. A su vez, estas últimas se subdividen en dos tipos: la onda directa y las ondas difundidas. La onda directa es aquella que sigue el camino directo entre el transmisor y el receptor sin interferencia de ningún obstáculo. Las ondas difundidas son las ondas producidas por la incidencia de la onda transmitida en los obstáculos y elementos del canal radio. Las ondas ionosféricas, troposféricas y de superficie tienen importancia en la caracterización de sistemas de comunicaciones móviles o inalámbricas en los que la distancia es muy grande. También son influyentes en los radioenlaces. En los sistemas de comunicaciones móviles celulares las ondas de espacio son las más importantes en la determinación de la señal en el receptor. La caracterización del canal móvil es una tarea

complicada en la que intervienen diversos mecanismos de propagación. En este capítulo nos centraremos en la descripción de los mecanismos que originan las ondas de espacio.

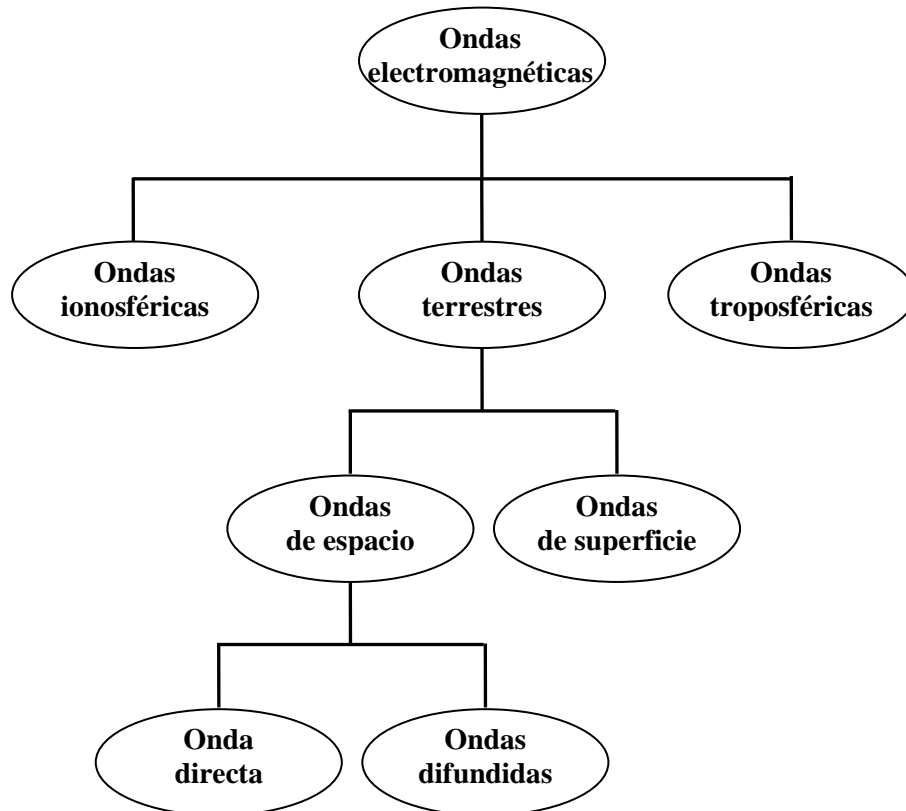


Figura 2.15. Formas de propagación de las ondas electromagnéticas.

A diferencia de los canales de los medios de comunicación cableados, que son estacionarios y predecibles, el canal móvil radio es de tipo aleatorio. Incluso si la estación móvil se encuentra fija en una ubicación, su análisis es mucho más complicado. En el caso de que la estación móvil se desplace aparecerán efectos que modifican la respuesta en el dominio del tiempo y de la frecuencia. Por tanto, la correcta caracterización del canal radio es fundamental para que el establecimiento de la comunicación entre el transmisor y el receptor sea posible. El conocimiento del canal permitirá al diseñador del sistema elegir, para el ancho de banda disponible y las limitaciones tecnológicas existentes, la modulación adecuada, la técnica de acceso al medio y si fuera necesario los mecanismos de ecualización. Además, la caracterización del canal permitirá calcular de forma realista las coberturas, es decir, el máximo alcance, de las estaciones base y por ello se podrá dimensionar correctamente el sistema.

Entre el transmisor y el receptor van a aparecer multitud de elementos influyentes en la propagación radioeléctrica (edificios, coches, personas, árboles, montañas, etc.,...). Estos elementos van a producir sobre la señal incidente una serie de efectos que provocan la aparición de las ondas difundidas de la Figura 2.15. Principalmente los efectos sobre la señal pueden ser atribuidos a uno de estos tres mecanismos de propagación siguientes:

- Reflexión.
- Difracción.
- Difusión o “Scattering”.

Debido a los mencionados efectos, en el receptor se van recibir múltiples contribuciones o réplicas de la señal original transmitida. Cada réplica podrá sufrir diversos procesos de reflexión, difusión (“*scattering*”) y difracción. Las réplicas viajarán por diferentes caminos de distinta longitud hasta llegar al receptor. Por tanto, alcanzarán al receptor con diferentes ángulos de incidencia, atenuaciones, desfases y retardos de propagación. Este efecto se denomina efecto multicamino. Las diferentes contribuciones se sumarán en el receptor de forma que puede darse una interferencia constructiva o interferencia destructiva (veremos más adelante lo que significa).

El canal va a variar con el tiempo debido principalmente al movimiento de la estación móvil. No obstante, si la estación móvil no se mueve, el canal también cambiará si los difusores se encuentran en movimiento. Además, esta variación va a ser aleatoria ya que el movimiento de los elementos del canal no es determinista. Por ello, diremos que el canal radio es de tipo cronovariable aleatorio, la potencia en el receptor variará respecto al tiempo de forma aleatoria.

Podemos clasificar los sistemas de comunicaciones en dos grupos. Los sistemas de banda estrecha (“*narrowband*”) y los sistemas de banda ancha (“*wideband*”). En general, un sistema se considera de banda estrecha si el ancho de banda de la señal es pequeño en comparación con la frecuencia de la portadora. En comunicaciones móviles el efecto multicamino va a alterar de manera diferente a unas frecuencias respecto a otras. En el apartado 3.4.2 definiremos el ancho de banda de coherencia, que es aquel ancho de banda dentro del cual todas las frecuencias son afectadas de forma igual por el efecto multicamino. De esta forma, también consideramos un sistema de banda estrecha aquel cuyo ancho de banda es menor que el ancho de banda de coherencia del canal [Cardona *et ál.*].

Para caracterizar el canal móvil en banda estrecha se transmite una portadora $x(t)$ sin modular de amplitud A y frecuencia f_c :

$$x(t) = Ae^{j2\pi f_c t}$$

Ecuación 1

donde A es la amplitud de la senoide y f_c es la frecuencia. La caracterización del canal consiste en la descripción de las variaciones y características de la señal recibida $w(t)$. Esta señal va a estar formada por múltiples contribuciones que habrán sufrido procesos de reflexión, difusión y difracción. Dichas contribuciones llegarán atenuadas y retardadas. Además cada contribución llegará con un retardo y una atenuación propios. Por tanto la señal recibida puede expresarse mediante la siguiente expresión:

$$w(t) = \sum_{i=1}^N A_i x(t - \tau_i)$$

Ecuación 2

En esta ecuación, N es el número de contribuciones, A_i es un fasor complejo que representa las variaciones en módulo y fase debidas a la reflexión, difusión y difracción de la contribución i -ésima, y τ_i es el retardo de la contribución i -ésima.

Sustituyendo $x(t)$ de la Ecuación 1 en la ecuación anterior queda:

$$w(t) = \left[\sum_{i=1}^N A_i e^{-2\pi f_c \tau_i} \right] e^{j2\pi f_c t}$$

Ecuación 3

En la Ecuación 3 observamos que, además del cambio en la fase debido a A_i , el retardo existente en cada réplica implica una variación de fase de la señal transmitida. También observamos que la señal anterior no varía con el tiempo, es decir, no sufrirá variación con el tiempo. La amplitud y el cambio de fase permanecerían inalterados. Esto es debido a que hemos supuesto un canal estático en el que los tanto los difusores como el móvil se encuentran fijos. Aunque haya efecto multicamino en este canal todos los elementos del sistema son invariantes con el tiempo y por tanto la envolvente de la señal recibida también será invariante con el tiempo.

En el caso real, tanto los difusores, como el móvil estarán en movimiento. Debido a que el canal varía con el tiempo, la envolvente de la señal recibida también variará. De esta forma la señal recibida variará de la siguiente forma:

$$w(t) = \left[\sum_{i=1}^{N(t)} A_i(t) e^{-2\pi f_c \tau_i(t)} e^{j k v t \cos(\theta_i)} \right] e^{j 2\pi f_c t}$$

Ecuación 4

ahora varían con el tiempo tanto el módulo, como la fase del fasor A_i , el retardo de la contribución i -ésima y el número de contribuciones. En la Ecuación 4 aparece un nuevo término que contiene la velocidad del móvil v , el número de onda $k=2\pi/\lambda$ y el ángulo que forma la dirección de avance del móvil con la dirección de llegada de la contribución i -ésima o θ_i . Este término constituye el desplazamiento en frecuencia debido al efecto Doppler. Cuando nos acercamos a la fuente de las ondas electromagnéticas, éstas se comprimen aumentando por ello la frecuencia. Por el contrario, cuando nos alejamos de la fuente las ondas sufren un proceso de descompresión y así la frecuencia disminuirá (ver Figura 2.16). Cuando el móvil se aproxima a la fuente de transmisión entonces $\cos(\theta_i)$ es positivo, tal como se aprecia en la Figura 2.17, y por ello el desplazamiento en frecuencia es positivo, es decir, la frecuencia de la señal recibida aumenta. Si el móvil se aleja de la fuente el $\cos(\theta_i)$ es negativo (ver Figura 2.17) y entonces el desplazamiento en frecuencia es negativo y por tanto la frecuencia de la señal recibida disminuye. Si los objetos del radiocanal se encuentran en movimiento introducen un desplazamiento Doppler variable con el tiempo en las componentes multicamino. No obstante, generalmente la velocidad de los objetos que rodean al receptor puede ser ignorada, de modo que sólo se tendrá en cuenta la velocidad del móvil.

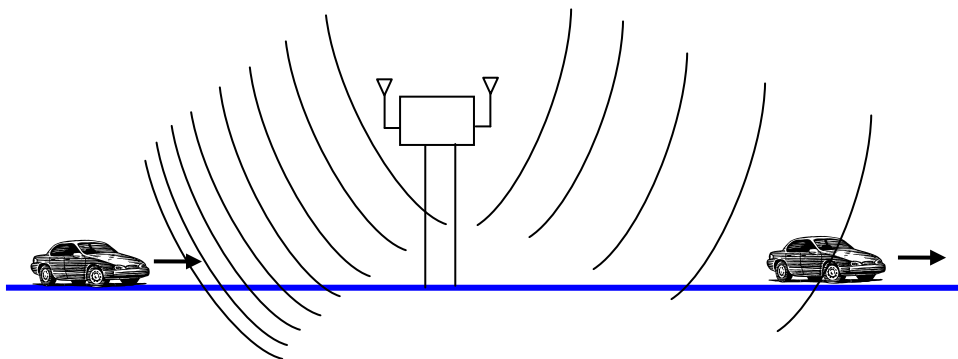


Figura 2.16. Ondas electromagnéticas en un móvil que se acerca y en otro que se aleja.

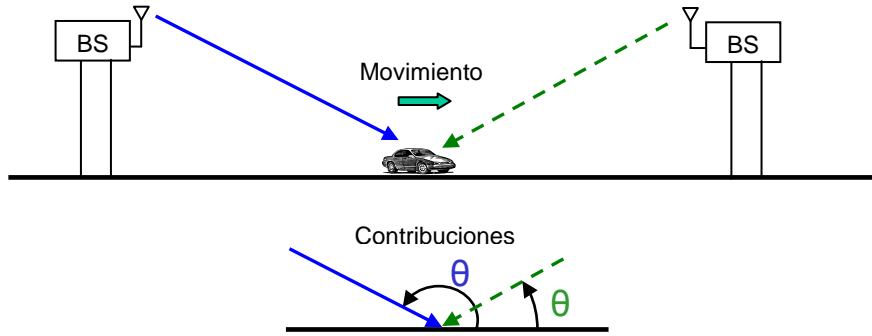


Figura 2.17. Contribuciones de la onda que se aleja y de la onda que se acerca.

Para explicar el cambio de frecuencia de la Ecuación 4 debido al Doppler recurrimos al dibujo mostrado en la Figura 2.18 [Rappaport].

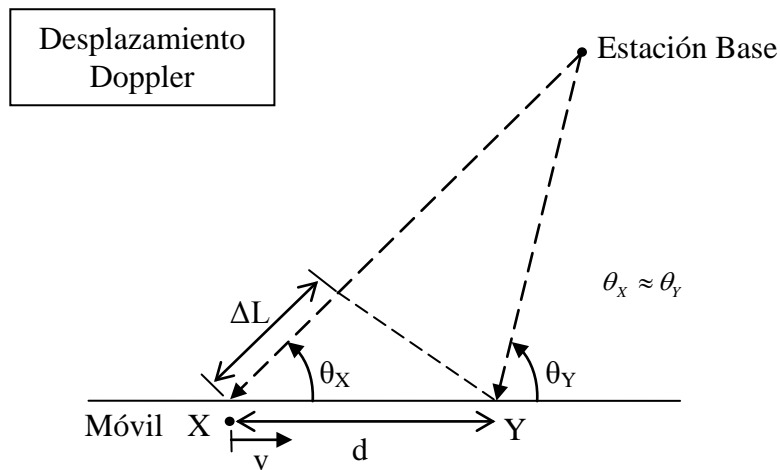


Figura 2.18. Esquema para el cálculo del desplazamiento Doppler.

El desplazamiento del móvil desde la posición X hasta la posición Y produce un cambio de fase expresado por la Ecuación 5. Esta diferencia de fases depende de la diferencia de caminos ΔL . Como la distancia d entre los dos puntos es pequeña podemos considerar que $\theta_x = \theta_y = \theta_i$.

$$\Delta\phi = \frac{k \Delta L}{r} = \frac{2\pi \Delta L}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos(\theta_i)$$

Ecuación 5

Como la frecuencia es el cambio de la fase respecto al tiempo, obtenemos el siguiente desplazamiento de la frecuencia:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta_i)$$

Ecuación 6

Si el ángulo θ es aproximadamente cero (o π), entonces el desplazamiento será máximo e igual a:

$$f_{d \max} = \frac{v}{\lambda}$$

Ecuación 7

Cuando el ángulo θ_i es mayor que $\pi/2$, es decir cuando el móvil se aleja, hay que aplicar las siguientes relaciones para obtener la Ecuación 5:

$$e^{j\omega_o t} x(t) = e^{j(2\pi f_o)t} x(t) \rightarrow X(f - f_o)$$

$$\text{Diferencia de caminos (alejándose)} = -\Delta L = -\sin(\theta')$$

$$\theta = \theta' + \frac{\pi}{2} \rightarrow \theta' = \theta - \frac{\pi}{2} \rightarrow -\Delta L = -\sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) = \cos(\theta)$$

Ecuación 8

Como hemos visto en la Ecuación 4, el efecto multicamino producirá cambios en el módulo de la señal recibida, en la fase y también en la frecuencia. Estos cambios no serán permanentes ya que cambian respecto al tiempo. En la siguiente figura vemos gráficamente los procesos de reflexión, difracción y difusión en un canal móvil:

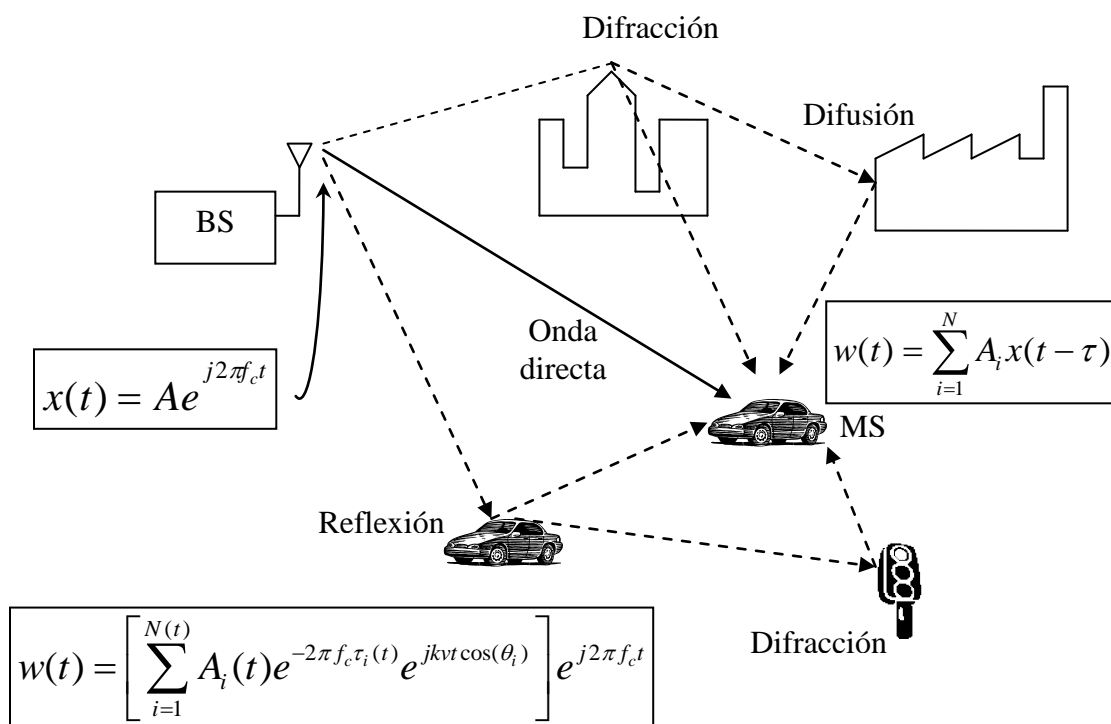


Figura 2.19. Efecto multicamino.

Hay que tener en cuenta que las contribuciones pueden tener diferentes desplazamientos Doppler, positivos y negativos, como vemos en la Figura 2.19. Así, en el dominio de la frecuencia tendremos diferentes componentes frecuenciales fruto de incrementos y decrementos de la frecuencia de la portadora f_c . La señal original de banda estrecha se transformará en el receptor en una señal con un cierto ancho de banda. Cuanto mayor sea la velocidad del móvil mayor será el ancho de banda de la señal recibida.

$$w(t) = \left[\sum_{i=1}^N A_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} e^{jkvt \cos(\theta_i)} \right] e^{j2\pi f_c t}$$

$$W(f) \propto \sum_{i=1}^N \delta\left(f - f_c - \frac{v}{\lambda} \cos \theta_i\right) = \sum_{i=1}^N \delta\left(f - \left(f_c + \frac{v}{\lambda} \cos \theta_i\right)\right)$$

Ecuación 9

Como hemos visto en las ecuaciones anteriores el efecto multicamino va a provocar que la envolvente de la señal en el receptor cambie en módulo y fase respecto al tiempo. En la siguiente figura observamos dicha variación a través de la evolución de la potencia de la envolvente de la señal recibida en un móvil para un tiempo de observación de 340 segundos.

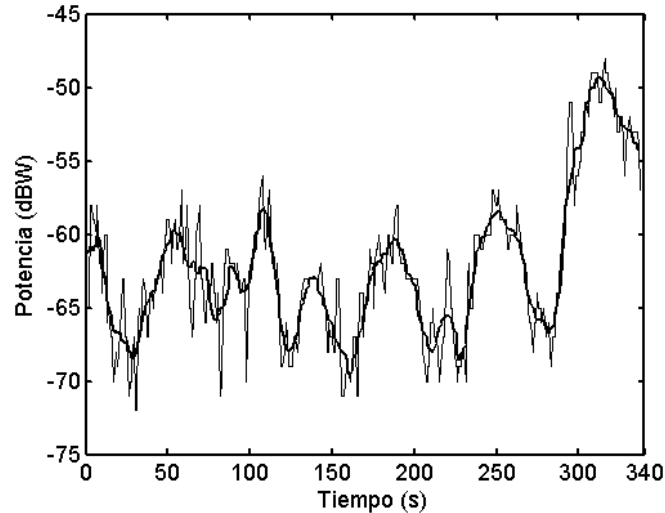


Figura 2.20. Potencia recibida en un móvil respecto al tiempo.

Como vemos en la línea dibujada en trazo fino, la potencia de la señal fluctúa rápidamente. Existen desvanecimientos de cerca de 20dB entre instantes de tiempo muy cercanos. Esto significa que en desplazamientos pequeños del móvil, la señal instantánea cambiará rápidamente. A este cambio rápido y profundo en el desvanecimiento se le denomina “*Small-scale fading*” (o “*Short Term Fading*”) o desvanecimiento en pequeña escala. En la misma Figura 2.20 observamos una línea de trazo grueso correspondiente al promedio local de las variaciones de la potencia de la envolvente. Se aprecia que su fluctuación es de mucha menos intensidad que el “*Small-scale fading*”. A estas variaciones lentas de la potencia se les llama “*Large-scale fading*” (o “*Long Term Fading*” o “*Shadowing*”) o desvanecimiento en gran escala. Este desvanecimiento es el resultado de los elementos macroscópicos (edificios, árboles, etc. ubicados en el trayecto entre el transmisor y receptor) que componen el entorno, mientras que el desvanecimiento en pequeña escala es debido a los elementos circundantes al receptor.

La señal o potencia en el receptor ($r(t)$) se puede expresar en función del desvanecimiento en gran escala ($g_e(t)$) y del desvanecimiento en pequeña escala $p_e(t)$ con la siguiente ecuación:

$$r(t) = g_e(t) \cdot p_e(t)$$

Ecuación 10

La potencia del desvanecimiento en gran escala se obtiene promediando la señal recibida en una ventana centrada en x mediante la siguiente expresión matemática:

$$\overline{r(x)} = \frac{1}{2W} \int_{-W/2}^{W/2} r(x+s) ds$$

Ecuación 11

donde W es el tamaño de la ventana y $r(x)$ es la potencia recibida en un punto x . Desplazando la ventana a lo largo de x obtendremos la variación o desvanecimiento lento del canal.

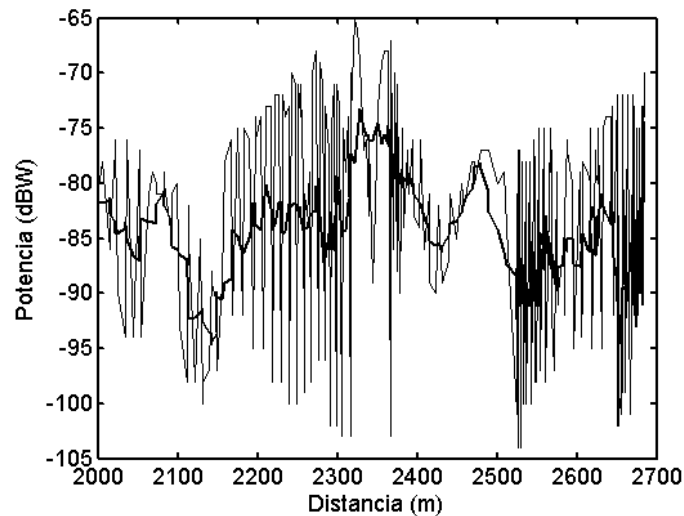


Figura 2.21. Potencia recibida en un móvil respecto a la distancia.

Como es conocido las ondas electromagnéticas decaen con respecto a la distancia que separa el transmisor del receptor. Por lo tanto, en el estudio de la potencia en el receptor es interesante expresar sus variaciones no respecto al tiempo, sino respecto a la distancia recorrida durante el movimiento del receptor. En la Figura 2.21 observamos las fluctuaciones de la potencia en el receptor para diversas distancias. De nuevo se aprecian profundos desvanecimientos, correspondientes a la medida en pequeña escala, y un promedio de variación suave, correspondiente a la medida en gran escala. En la Figura 2.21 no se aprecia un decaimiento de la potencia cuando aumenta la distancia. La razón de este hecho estriba en que el recorrido del móvil se asemeja a una circunferencia. El margen de distancias es pequeño, todos los puntos medidos se ubican a una distancia similar del transmisor. La potencia en gran escala exhibe ciertas variaciones o fluctuaciones alrededor de una potencia media de -85dBW . Sin embargo, con este recorrido no se puede estudiar el decaimiento frente a la distancia. En la Figura 2.22 se observa la variación de la potencia recibida a lo largo de un recorrido que permite apreciar el decaimiento de la potencia. El promedio de la potencia decae con la distancia de forma gradual. La caída de la potencia promedio no sigue una regla o ecuación exacta. Existen fluctuaciones entorno a una media. A la media de la caída o pérdidas en gran escala se le denomina “*Path Loss*”. En el apartado 2.4. estudiaremos cómo caracterizar tanto la media de la caída como sus fluctuaciones.

Para estudiar correctamente la potencia o pérdidas tanto en pequeña como en gran escala es necesario realizar las medidas ajustándose a la frecuencia de trabajo. En pequeña escala un desplazamiento reducido del móvil puede implicar generalmente un desvanecimiento de la potencia recibida de hasta 3 o 4 órdenes de magnitud (30-40 dB). Para medir este tipo de desvanecimiento hay que cumplir el criterio de Nyquist espacial. Este criterio indica que para una frecuencia dada hay que muestrear cada $\lambda/2$ metros o menos. En cambio, para obtener una medida en gran escala es necesario utilizar ventanas de promedio en torno a $5\lambda-40\lambda$. Para los sistemas de comunicaciones móviles celulares en las bandas de 1 GHz y 2 GHz estas ventanas corresponden a la medida de la media de la potencia sobre movimientos desde 1m hasta 10 m. [Rappaport].

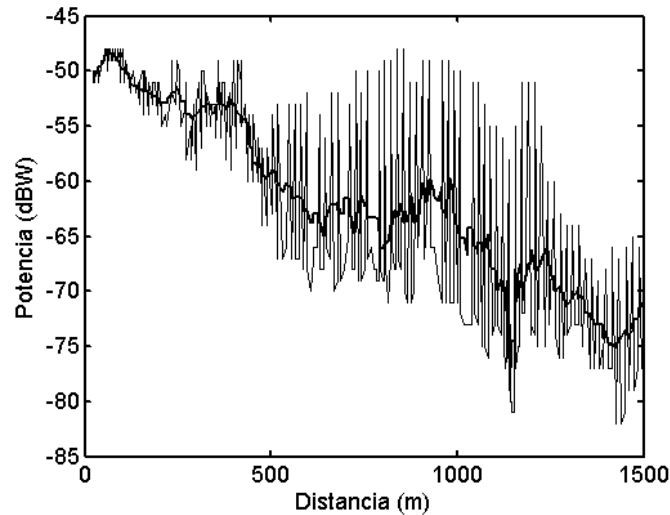


Figura 2.22. Potencia recibida respecto a la distancia recorrida.

La razón para la existencia de rápidas variaciones en cortos intervalos de tiempo o pequeños desplazamientos se debe básicamente a que las contribuciones (réplicas) llegan al receptor con diferentes módulos y fases. Las contribuciones que lleguen con la misma fase se sumarán de forma constructiva, aumentando la potencia recibida. En cambio si están en contrafase sus amplitudes se restarán reduciendo la potencia recibida. En la Figura 2.23 observamos un ejemplo formado por dos réplicas. En el dibujo de la izquierda vemos una suma genérica en la que las dos contribuciones tienen diferentes fases. En este caso el módulo de la suma dependerá de los módulos y fases de las dos réplicas. En el caso central tenemos una suma destructiva en la que el módulo es igual a la resta de las contribuciones. En el dibujo de la derecha tenemos una suma constructiva en la que el módulo equivale a la suma de las dos contribuciones que llegan al receptor.

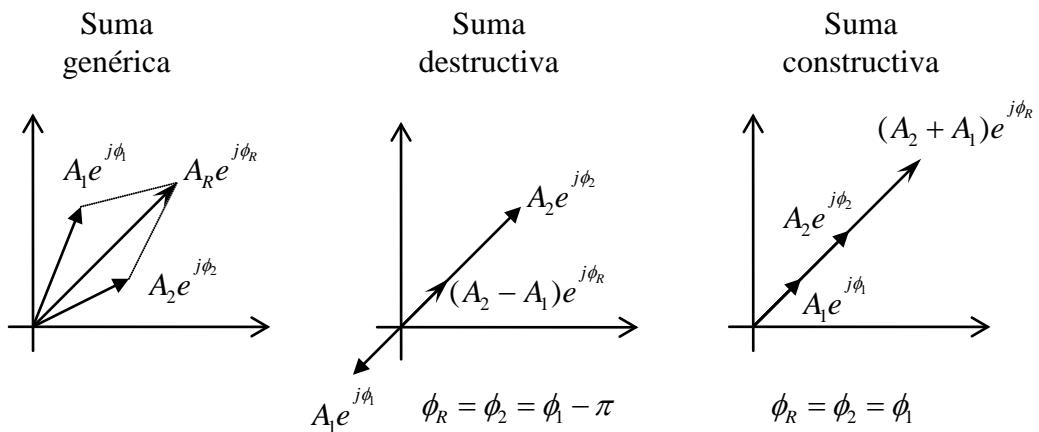


Figura 2.23. Tres tipos de suma de componentes (réplicas) en el receptor.

La variabilidad del canal radio se puede estudiar por los efectos que causa sobre el espectro de la señal recibida. La figura siguiente representa el espectro de la envolvente de la señal recibida para el caso de la Figura 2.20 [Cardona *et ál.*].

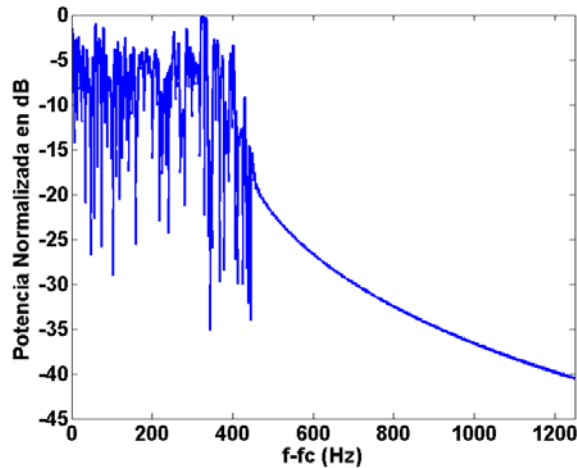


Figura 2.24. Ensanchamiento frecuencial.

En la Figura 2.24 se aprecia el ensanchamiento frecuencial hasta un máximo de f_{dmax} . Este ensanchamiento es debido al efecto Doppler. El estudio de las gráficas anteriores nos permite observar que los desvanecimientos en el tiempo producen un ensanchamiento de la señal en frecuencia. Cuando esto ocurre se dice que el canal es dispersivo en frecuencia. La señal de ancho de banda reducido se convierte en una señal con un ancho de banda mayor cuando llega al receptor. En el caso de transmitir una portadora sin modular, es decir, una señal que en frecuencia presente una única raya espectral, en el receptor obtendremos diversas componentes frecuenciales menores y mayores que la frecuencia de la portadora transmitida.

2.2 Modelo de espacio libre: rayo directo.

Los modelos de propagación de tipo “*Large-scale*” o de gran escala buscan predecir las pérdidas medias de la señal para distancias arbitrarias entre el transmisor y el receptor. Por ello se utilizan para calcular la cobertura de un transmisor. El primer modelo que estudiaremos es el de espacio libre. Este modelo se usa para calcular el nivel de la señal recibida cuando existe visión directa (LOS, “*line of sight*”), es decir, sin obstrucciones, entre el transmisor y el receptor como se puede apreciar en la Figura 2.25. Encontramos ejemplos del modelo de espacio libre en los enlaces de comunicaciones vía satélite o en los enlaces de microondas con visión directa [Rapaport]. Como la mayor parte de los modelos en gran escala la potencia recibida decae en función de la distancia que separa el transmisor y el receptor.

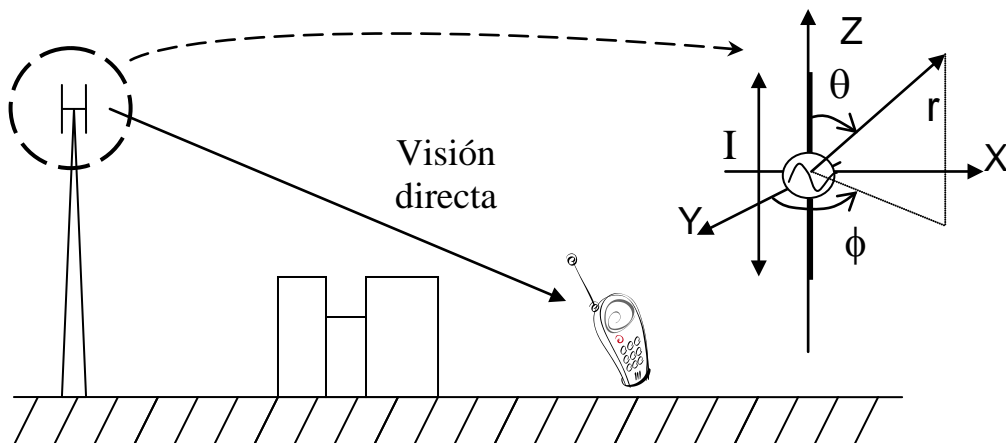


Figura 2.25. Rayo directo y antena transmisora (dipolo).

Las pérdidas se definen como el cociente entre la potencia radiada desde la antena transmisora y la potencia captada en la antena receptora. La potencia transmitida depende de la densidad de potencia radiada, ésta se define como:

$$P_m = \frac{|E_t|^2}{2\eta}$$

Ecuación 12

donde E_t es el campo eléctrico transmitido y η es la impedancia característica del medio. La ganancia G de la antena mide la relación entre la densidad de potencia radiada por la antena y la densidad radiada por una antena isótropa. La ganancia máxima es:

$$G = \frac{P_{m,\max}}{P_t / 4\pi r^2} = \frac{|E_0|^2 / 2\eta}{P_t / 4\pi r^2}$$

Ecuación 13

donde $|E_0|^2$ es el campo máximo radiado.

El modelo de espacio libre sólo es válido para predecir el valor de las pérdidas cuando la distancia entre transmisor y receptor es tal que nos encontramos en la zona de campo lejano de la antena transmisora. A la zona de campo lejano también se le denomina zona de Fraunhofer. Dicha zona comienza a partir de la distancia conocida como distancia de Fraunhofer:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda}$$

Ecuación 14

donde D es la dimensión física mayor de la antena (la longitud en un dipolo) y λ es la longitud de onda. Para estar en la zona de campo lejano d debe satisfacer otras dos condiciones

$$d_f \gg D \quad d_f \gg \lambda$$

Ecuación 15

En la zona de campo lejano el campo eléctrico radiado es una onda de tipo esférico. Así, el módulo del campo eléctrico depende inversamente con la distancia (\mathbf{r}). Las áreas de fase constante ($\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}$) constante esferas como se ve en la expresión siguiente:

$$\vec{E}_t = \frac{jk\eta I h}{4\pi} \sin \theta \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{\theta} = E_0 \sqrt{t_t(\theta, \phi)} \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{\theta}$$

Ecuación 16

Con las Ecuaciones 12, 13 y 16 obtenemos la expresión de la potencia radiada de la siguiente ecuación:

$$P_t = \frac{4\pi r^2 P_{m,\max}}{G} = \frac{4\pi r^2 |E_0|^2}{G 2\eta r^2} = \frac{4\pi |E_0|^2}{G 2\eta}$$

Ecuación 17

La potencia recibida depende del campo eléctrico recibido (E_r) y del área efectiva (A_{ef}) de la antena receptora. A su vez, el área efectiva depende del diagrama de radiación $t_r(\theta, \phi)$, expresado en este caso en coordenadas esféricas, y de la ganancia de recepción (G_r):

$$P_r = \frac{|\vec{E}_r|^2}{2\eta} A_{ef} = \frac{|\vec{E}_r|^2}{2\eta} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r t_r(\theta, \phi)$$

Ecuación 18

Las pérdidas del enlace serán el cociente entre la potencia transmitida de la Ecuación 17 y la potencia recibida de la Ecuación 18:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{|\vec{E}_r \sqrt{t_r(\theta, \phi)}|^2}{|E_0|^2}$$

Ecuación 19

Expresando la ecuación previa en escala logarítmica se obtiene:

$$P_r(dBm) = P_t(dBm) + G_t(dBi) + G_r(dBi) - L(dB)$$

Ecuación 20

donde las ganancias están expresadas en dBi (ganancia respecto a una antena isótropa) y L (dB) son las pérdidas del enlace o “Path Loss” (PL). La expresión general para las pérdidas o PL es así:

$$L(dB) = PL(dB) = -20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{|\vec{E}_r \sqrt{t_r(\theta, \phi)}|}{|E_0|} \right)$$

Ecuación 21

Si tomamos la dirección de máxima radiación, entonces el PL posee la siguiente expresión:

$$L(dB) = PL(dB) = -20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \frac{|\vec{E}_r|}{|E_0|} \right)$$

Ecuación 22

Introduciendo la Ecuación 16 en la expresión del PL obtenemos las pérdidas para el rayo directo o situación LOS:

$$PL(dB) = -20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \left| \sqrt{t_r(\theta, \phi)} \right| \right)$$

Ecuación 23

Si tomamos la dirección de máxima radiación:

$$PL(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) = n \cdot 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) = n \cdot 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi}{\lambda} \right) + n \cdot 10 \log_{10} (r) \quad \text{con } n=2$$

Ecuación 24

Como apreciamos en la Ecuación 24, las pérdidas en dB dependen de forma lineal (una recta) con la distancia expresada en escala logarítmica. En el modelo de espacio libre la pendiente de la recta es $n=2$.

A continuación definiremos algunas unidades y parámetros muy utilizados en el balance de potencias de la Ecuación 20. Cuando una antena radia con una ganancia igual a la unidad en todas las direcciones del espacio se denomina antena isótropa. Haciendo uso de este hecho podemos definir la Potencia Isotrópica Radiada Equivalente (PIRE) como:

$$PIRE = P_t G_t$$

Ecuación 25

que representa la máxima potencia radiada disponible en un transmisor comparada con respecto a la antena isótropa. En dBs tenemos:

$$PIRE(dBW) = P_t(dBW) + G(dBi)$$

$$PIRE(dBm) = P_t(dBm) + G(dBi)$$

Ecuación 26

donde la potencia transmitida está expresada en dBW o en dBm y la ganancia en dBi, es decir, en dBs de ganancia respecto a una antena isótropa. En la práctica, se utiliza la Potencia Radiada Aparente o Efectiva (PRA) que indica la máxima potencia radiada comparada con la ganancia máxima de un dipolo en $\lambda/2$. Como la antena dipolo tiene una ganancia de 1.64 o 2.15dB por encima de la ganancia de la antena isótropa, la PRA será 2.15 dB menor que el valor de PIRE:

$$PRA(dBW) = PIRE(dBW) - 2.15dB$$

$$PRA(dBm) = PIRE(dBm) - 2.15dB$$

Ecuación 27

Podemos definir la ganancia de la antena en dB respecto a la ganancia de la antena dipolo en $\lambda/2$:

$$PRA(dBW) = P_t(dBW) + G(dBd) = P_t(dBW) + G(dBi) - 2.15dB$$

$$PRA(dBm) = P_t(dBm) + G(dBd) = P_t(dBm) + G(dBi) - 2.15dB$$

Ecuación 28

En la Figura 2.26 se expresan cualitativamente las relaciones mostradas en las Ecuaciones 15 y 16.

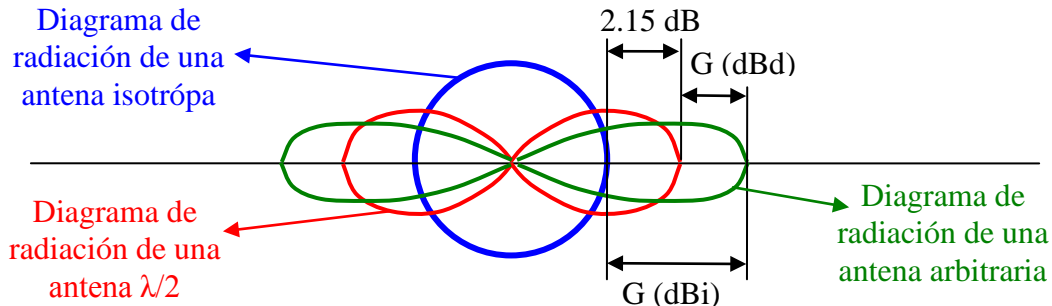


Figura 2.26. Diagrama de radiación de una antena isotrópica, de una antena en $\lambda/2$ y de una antena arbitraria.

2.3 Mecanismos de propagación.

Los mecanismos básicos de propagación de la señal radioeléctrica son cuatro: el rayo directo, la reflexión, la difracción, y la difusión (“*Scattering*”). Los modelos del tipo “*Large-scale*” hacen uso de estos mecanismos para describir las variaciones de la potencia recibida en el móvil. Estos mecanismos también sirven para describir la propagación en pequeña escala y el efecto multicamino.

2.3.1 Reflexión.

La reflexión se produce cuando la onda electromagnética incide sobre un objeto que tiene dimensiones muy grandes en comparación con la longitud de onda de dicha onda electromagnética. Las reflexiones se dan por ejemplo en la superficie de la tierra, en los edificios y en los muros.

Para que exista reflexión el objeto contra el que choca la onda electromagnética debe tener propiedades electromagnéticas diferentes respecto al medio por el que se propaga la onda electromagnética incidente como se aprecia en la Figura 2.27. Si el objeto es un dieléctrico parte de la energía se refleja en el primer medio y parte se transmite al segundo medio. Si el objeto es un conductor no aparece ninguna onda transmitida y sólo existe una onda reflejada. La onda reflejada y la transmitida están relacionadas mediante el coeficiente de reflexión de Fresnel (Γ). Este coeficiente es función generalmente del ángulo de incidencia, de la frecuencia de la onda, y de la polarización de dicha onda incidente.

La Figura 2.27 muestra la reflexión de una onda electromagnética en un objeto dieléctrico. El ángulo (θ_i) es el ángulo de la onda incidente, (θ_r) es el ángulo de la onda reflejada y (θ_t) el ángulo de la onda transmitida. En ambos dibujos de la Figura 2.27 definimos el plano de incidencia como aquel que contiene las ondas incidentes, reflejadas y transmitidas. Las características de la onda reflejada van a depender de la polarización del rayo incidente. En el dibujo de la izquierda la polarización del campo eléctrico es paralela al plano de incidencia, en este caso tiene polarización vertical (perpendicular a la superficie de incidencia). A este caso se le denomina polarización

“hard” y el coeficiente de reflexión se calcula con la Ecuación 29. En el dibujo de la derecha se muestra el caso en el que el campo eléctrico tiene una polarización perpendicular al plano de incidencia, es decir, en este caso el campo eléctrico sale hacia fuera (pertenecer a la superficie de incidencia cuando se produzca la reflexión). La polarización se llama en este caso “soft” y el coeficiente posee la expresión de la Ecuación 30 [Rappaport].

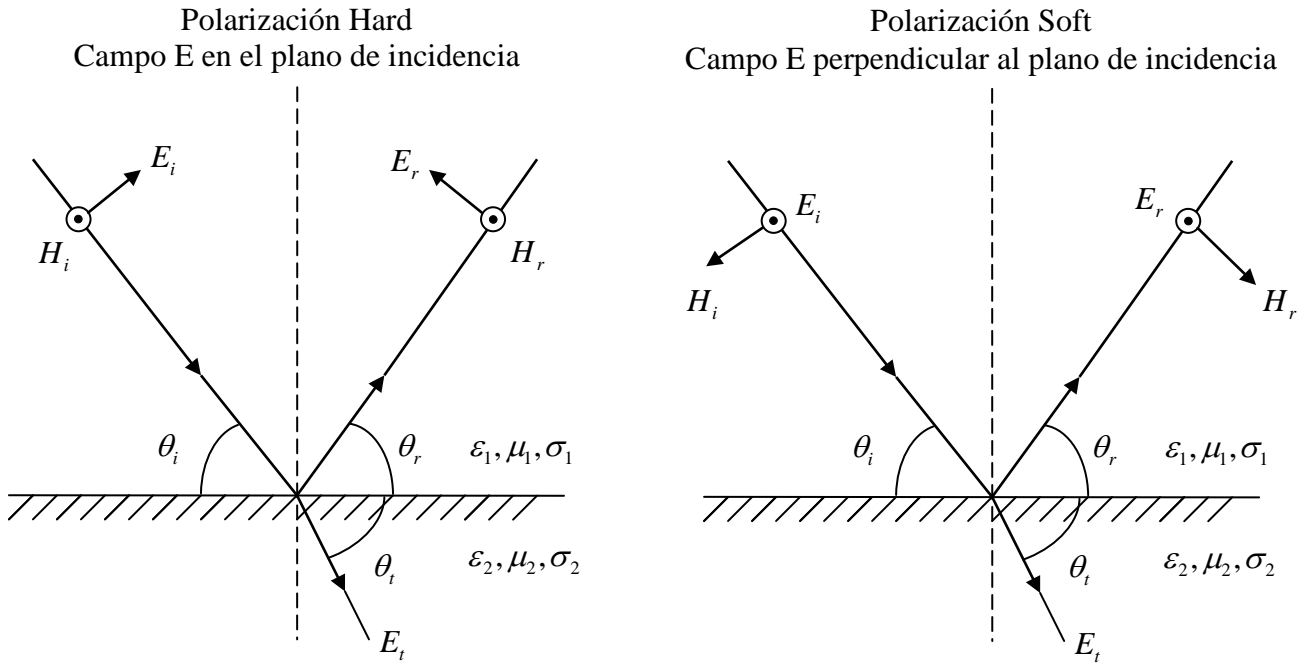


Figura 2.27. Tipos de reflexión: “hard” y “soft”.

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_t - \eta_1 \sin \theta_i}{\eta_2 \sin \theta_t + \eta_1 \sin \theta_i}$$

Ecuación 29

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 \sin \theta_i - \eta_1 \sin \theta_t}{\eta_2 \sin \theta_i + \eta_1 \sin \theta_t}$$

Ecuación 30

En ambas ecuaciones η es la impedancia del medio y se calcula mediante:

$$\eta_i = \sqrt{\mu_i / \epsilon_i}$$

Ecuación 31

Los ángulos de incidencia y transmisión satisfacen la Ley de Snell que se expresa como:

$$\sqrt{\mu_1 \epsilon_1} \sin(90 - \theta_i) = \sqrt{\mu_2 \epsilon_2} \sin(90 - \theta_t)$$

Ecuación 32

Los ángulos de incidencia y reflexión, y los campos eléctricos incidente, reflejado, y transmitido satisfacen:

$$\begin{aligned} \theta_i &= \theta_r \\ E_r &= \Gamma E_i \end{aligned}$$

Ecuación 33

donde el coeficiente de reflexión es Γ_{\parallel} o Γ_{\perp} dependiendo de si el campo eléctrico tiene polarización vertical o normal respecto del plano de incidencia. Si el primer medio es el espacio libre (ϵ_{r1} igual a 1) y la permeabilidad (μ) de los dos medios es la misma, las expresiones de los coeficientes de reflexión se simplifican como:

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{-\epsilon_r \text{sen}\theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\epsilon_r \text{sen}\theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\text{sen}\theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\text{sen}\theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}$$

Ecuación 34

En la anterior ecuación se toma $\epsilon_r = \epsilon_{r2}$. Las expresiones de los coeficientes de reflexión sólo dependen del dieléctrico del segundo medio, de la polarización de la onda y del ángulo de incidencia. El coeficiente de transmisión determina el comportamiento de la onda transmitida al dieléctrico. El tipo de polarización también determina el valor del coeficiente de transmisión:

Para calcular el coeficiente de transmisión: polarización vertical

$$1 - \Gamma_{\parallel} = \frac{\sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\sqrt{\epsilon_r} \text{sen}\theta_i} T_{\parallel} \quad 1 - \Gamma_{\parallel} = \sqrt{\epsilon_r} T_{\parallel}$$

Para calcular el coeficiente de transmisión: polarización horizontal

$$1 - \Gamma_{\perp} = \frac{\sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \theta_i}}{\text{sen}\theta_i} T_{\perp} \quad 1 + \Gamma_{\perp} = T_{\perp}$$

Ecuación 35

En el caso de ondas electromagnéticas polarizadas elípticamente éstas se pueden descomponer en dos componentes ortogonales, una vertical y otra horizontal. Así, una onda polarizada elípticamente se puede representar como la suma de dos componentes ortogonales polarizadas linealmente. Aplicando el principio de superposición se pueden calcular las ondas transmitidas y reflejadas a partir de estas dos componentes lineales. La onda reflejada será la suma de dos componentes ortogonales polarizadas linealmente resultado de la reflexión de las componentes ortogonales de la onda incidente. La onda reflejada también será así una onda polarizada elípticamente.

En el caso más general las componentes vertical y horizontal no coincidirán con los ejes de ordenadas espaciales. En este caso se debe aplicar la transformación mostrada en la Figura 2.28 para calcular las componentes despolarizadas en las direcciones vertical y horizontal. En la Ecuación 36, E_H^i y E_V^i son las componentes polarizadas de la onda incidente, y E_H^d y E_V^d son las componentes despolarizadas de la onda transmitida o reflejada. R es una matriz que transforma las componentes polarizadas en componentes que son paralelas o perpendiculares al plano de incidencia, es decir, que proyecta las componentes polarizadas en los ejes vertical y horizontal de la Figura 2.28. La matriz Γ_C contiene los coeficientes de reflexión o transmisión adecuados para calcular las correspondientes ondas.

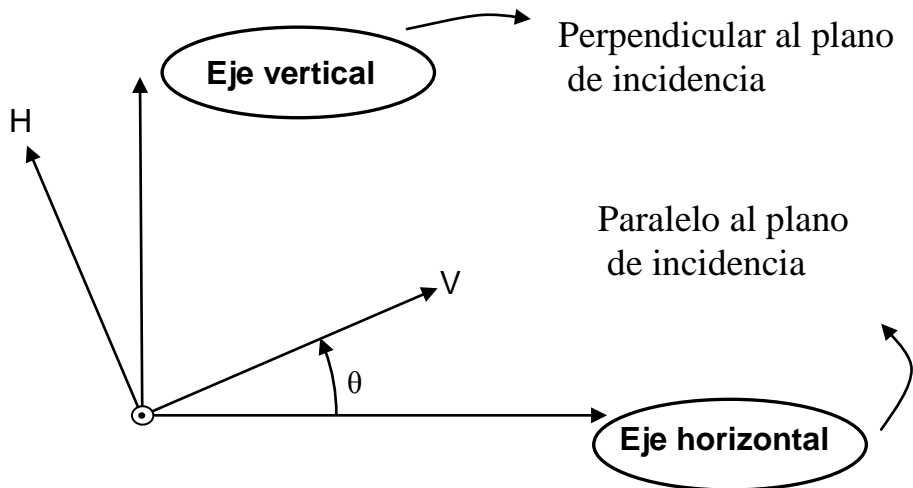


Figura 2.28. Ejes de las coordenadas espaciales y ejes de la onda polarizada.

$$\begin{bmatrix} E_H^d \\ E_V^d \end{bmatrix} = \mathbf{R}^T \Gamma_c \mathbf{R} \begin{bmatrix} E_H^i \\ E_V^i \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \Gamma_c = \begin{bmatrix} \Gamma_{\perp} & 0 \\ 0 & \Gamma_{\parallel} \end{bmatrix}$$

Ecuación 36

Si el dieléctrico no es perfecto entonces parte de la energía se disipa en forma de pérdidas absorbidas por el dieléctrico. La permitividad del dieléctrico será en este caso compleja:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \varepsilon_0 \varepsilon_r - j\varepsilon' \\ \varepsilon' &= \frac{\sigma}{2\pi f} \end{aligned}$$

Ecuación 37

donde σ es la conductividad del dieléctrico.

Otro caso de particular importancia se da cuando la superficie reflectora es un conductor perfecto, es decir, un metal. En este caso únicamente tenemos reflexión ya que una onda electromagnética no puede atravesar un conductor perfecto (no existe campo electromagnético en su interior). Por lo tanto las ecuaciones que rigen la reflexión sobre conductores perfectos son:

$$\begin{aligned} \text{Polarización } E \text{ (vertical)} \rightarrow E \subset \text{plano incidencia} & \begin{cases} \theta_i = \theta_r \\ E_i = E_r \\ \Gamma_{\parallel} = 1 \end{cases} \\ \text{Polarización } E \text{ (horizontal)} \rightarrow E \perp \text{plano incidencia} & \begin{cases} \theta_i = \theta_r \\ E_i = -E_r \\ \Gamma_{\perp} = -1 \end{cases} \end{aligned}$$

Ecuación 38

2.3.2 Modelo a dos rayos.

Un modelo más completo que el de espacio libre, que tan sólo consideraba el rayo directo entre el transmisor y el receptor, consiste en sumar al rayo directo un rayo reflejado en la tierra. Dicho modelo tiene una precisión razonable en la predicción de la señal “*Large-scale*” en sistemas de radiocomunicaciones en el que la antena tiene una altura considerable (en torno a 50 m) y la distancia hasta el receptor es de varios kilómetros. Como en la mayoría de sistemas de comunicaciones móviles la separación máxima entre transmisor y receptor es de pocos kilómetros se puede asumir el modelo de tierra plana. En la Figura 2.29 observamos el esquema del modelo a dos rayos. Se aprecia que h_t y h_r son las alturas del transmisor y receptor respectivamente, y d es la distancia entre ambas antenas. El objetivo del modelo radica en calcular el módulo del campo eléctrico E_{TOTAL} en el receptor. Éste va a ser la suma del campo correspondiente al rayo directo E_{LOS} y del campo correspondiente al rayo reflejado E_r . Debido a que la distancia entre el punto de la reflexión y en transmisor es elevada, el ángulo (θ_i) se aproxima a cero. Cuando esto ocurre, según la Ecuación 34, el módulo del coeficiente de reflexión se puede considerar igual a 1.

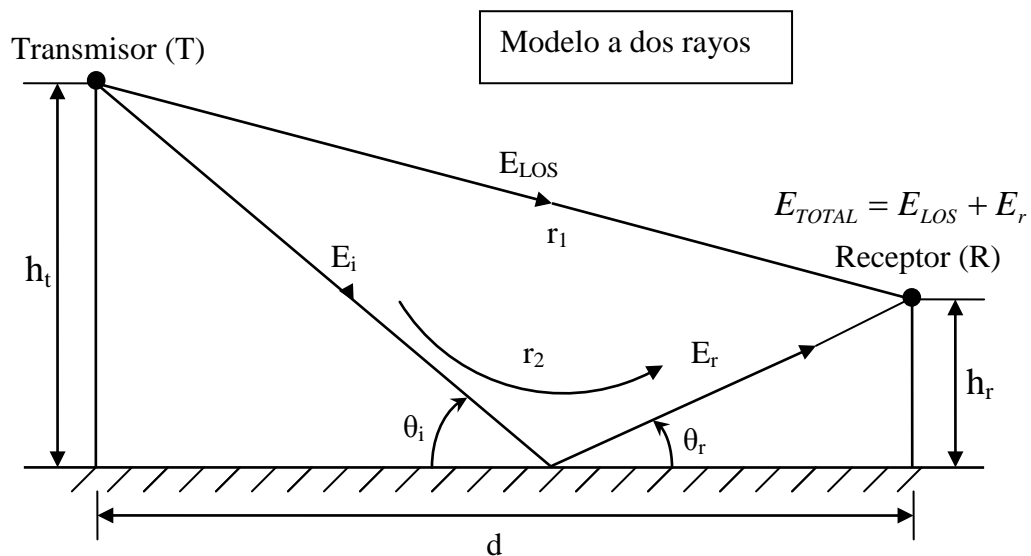


Figura 2.29. Modelo a dos rayos: rayo directo y rayo reflejado.

Vamos a suponer que la polarización del campo es horizontal, de modo que el campo reflejado estará desfasado 180° respecto del campo incidente. Si la polarización fuese vertical entonces el coeficiente de reflexión sería igual a 1, es decir con desfase igual a 0° , por tanto el desarrollo que se realiza a continuación no se podría realizar. Sin embargo, si consideramos que la dirección (vertical) en la onda reflejada posee un sentido contrario al mostrado en la Figura 2.27, entonces el coeficiente sería -1 y por tanto se obtendría el mismo resultado [Rappaport].

Para calcular el módulo del campo eléctrico recurrimos al método de las imágenes que se muestra en la Figura 2.30 y que consiste en utilizar la imagen del transmisor respecto a la tierra. Los campos reflejado y directo son:

$$E_{LOS} = E_0 \frac{e^{-jKr_1}}{r_1} \quad E_r = E_0 \Gamma \frac{e^{-jKr_2}}{r_2}$$

Ecuación 39

La diferencia de caminos entre los dos campos eléctricos de la Ecuación 39 es:

$$\Delta = r_2 - r_1 = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}$$

Ecuación 40

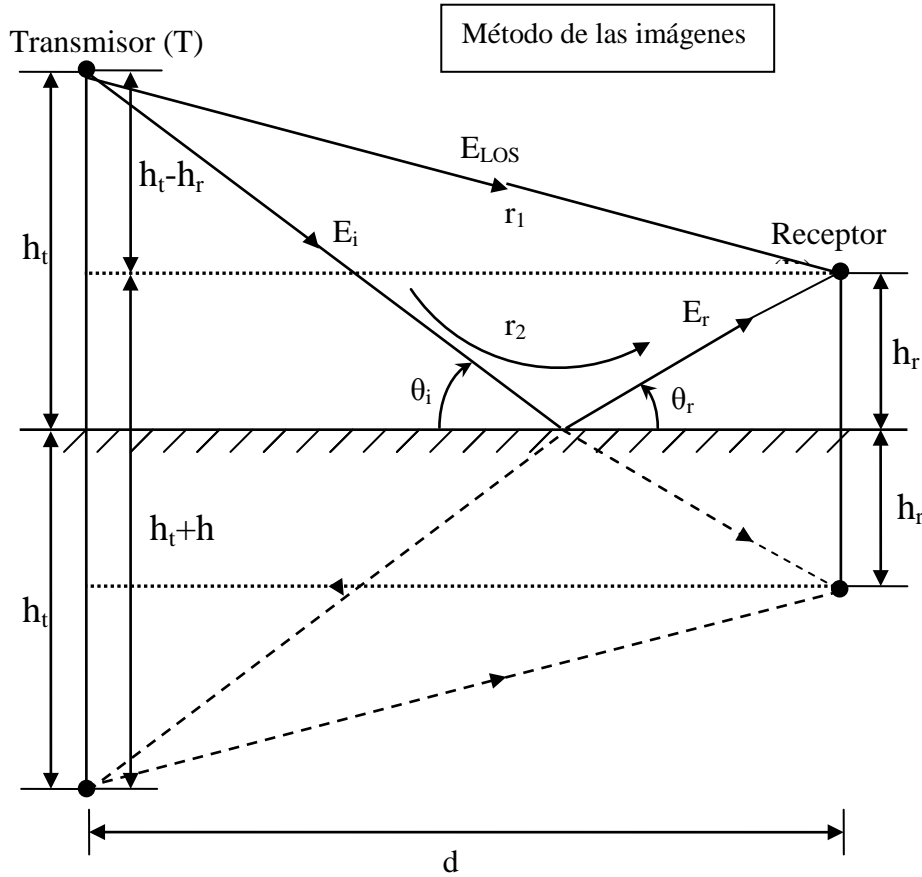


Figura 2.30. Método de las imágenes para calcular el campo en el receptor.

Para obtener una expresión compacta de dicha diferencia de caminos se aplica el desarrollo de Taylor sobre las raíces cuadradas de la expresión anterior:

$$d \gg h_t + h_r \quad \text{Aplicando Taylor } f(a) \approx f(a) + f'(a)(x-a) + \frac{1}{2!} f''(a)(x-a)^2 + \dots$$

$$\text{Desarrollo de Taylor de la raíz cuadrada } \rightarrow \sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2} \text{ cuando } x \text{ es } \approx 0$$

$$\begin{aligned} \Delta &= d \sqrt{1 + \frac{(h_t + h_r)^2}{d^2}} - d \sqrt{1 + \frac{(h_t - h_r)^2}{d^2}} \approx d \left(1 + \frac{(h_t + h_r)^2}{2d^2} \right) - d \left(1 + \frac{(h_t - h_r)^2}{2d^2} \right) = \\ &= \frac{h_t^2 + h_r^2 + 2h_t h_r - h_t^2 - h_r^2 - (-2h_t h_r)}{2d} \\ \Delta &\approx \frac{2h_t h_r}{d} \end{aligned}$$

Ecuación 41

El módulo del campo eléctrico total es:

$$|\mathbf{E}_{TOTAL}| = |\mathbf{E}_{LOS} + \mathbf{E}_r|$$

$$\mathbf{E}_{LOS} + \mathbf{E}_r = \mathbf{E}_o \left(\frac{e^{-jk r_1}}{r_1} + \Gamma \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \right) = \mathbf{E}_o \left(\frac{e^{-jk r_1}}{r_1} - \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} \right)$$

Ecuación 42

donde hemos aplicado la suposición de que el coeficiente de reflexión siempre es negativo tanto para la polarización vertical como horizontal. Como la distancia d es elevada podemos considerar que el trayecto recorrido por el rayo directo es similar al camino del rayo reflejado y ambos iguales a d :

$$r_2 \approx r_1 \approx d \rightarrow \mathbf{E}_{TOTAL} = \frac{\mathbf{E}_o}{d} (e^{-jk r_1} - e^{-jk r_2})$$

Sólo hay diferencia de fase

Ecuación 43

Por ello la diferencia de la contribución del campo reflejado y directo al campo total se plasma en la diferencia de fase como se aprecia en la Ecuación 43. Así, el módulo del campo es:

$$|e^{-jk r_1} - e^{-jk r_2}| = |e^{-jk r_1} - e^{-jk \Delta} e^{-jk r_1}| = |e^{-jk r_1}| |1 - e^{-jk \Delta}| =$$

$$|e^{-jk \Delta} \left(e^{jk \frac{\Delta}{2}} - e^{-jk \frac{\Delta}{2}} \right)| = \left| 2 \text{sen} \left(k \frac{\Delta}{2} \right) \right| \quad \text{como } \theta = k(r_2 - r_1) = k \Delta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta$$

$$|\mathbf{E}_{TOTAL}| = 2 \left| \frac{\mathbf{E}_o}{d} \right| \left| \text{sen} \left(k \frac{\Delta}{2} \right) \right|$$

Ecuación 44

Como vemos en la ecuación superior el módulo del campo eléctrico decae de forma oscilatoria. Si el argumento del seno es pequeño entonces el seno es aproximadamente su argumento. Esta aproximación se puede aplicar si el argumento es menor de 0.3 radianes. Así, obtenemos el siguiente desarrollo:

$$\text{Si } k \frac{\Delta}{2} < 0.3 \text{ radianes} \rightarrow \text{sen} \left(k \frac{\Delta}{2} \right) \approx k \frac{\Delta}{2}$$

$$\text{Además } k \frac{\Delta}{2} \approx \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d}$$

$$\text{Cuando } d > \frac{20\pi h_t h_r}{3\lambda} \approx \frac{20 h_t h_r}{\lambda}$$

$$\mathbf{E}_{TOTAL}(d) \approx \frac{2\mathbf{E}_o}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d}$$

Potencia recibida

$$\mathbf{P}_R = \frac{|\mathbf{E}_{TOTAL}|^2 A_{ef}}{120\pi} = \frac{|\mathbf{E}_{TOTAL}|^2 G_r \lambda^2}{480\pi^2}$$

$$\mathbf{P}_R \propto |\mathbf{E}_{TOTAL}|^2 \quad \mathbf{P}_R \propto \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4}$$

Ecuación 45

A partir de una cierta distancia, $d > (20h_r h_t / \lambda)$, si se cumple la condición $d \gg (h_r + h_t)$, el campo eléctrico caerá con el cuadrado de la distancia ($1/d^2$) en lugar de hacerlo con la distancia únicamente ($1/d$). Así, la potencia recibida caerá con la cuarta potencia de la distancia, 40 dB por década, como se aprecia en la Ecuación 45. A la distancia a la que ocurre este hecho se le denomina distancia o punto de ruptura. Como vemos en la siguiente figura si expresamos la distancia en dBs ($10\log[d(m)]$), antes del punto de ruptura las pérdidas del canal radio en gran escala siguen aproximadamente una recta de pendiente 2 (correspondiente al modelo de espacio libre de la Ecuación 24) mientras que a partir del punto de ruptura la recta de pérdidas tiene una pendiente igual a $n=4$. Dependiendo del tipo de entorno y del número de contribuciones que alcanzan al receptor, la pendiente de la recta que relaciona las pérdidas con la distancia en dBs tomará diferentes valores. En el apartado 2.4 se desarrolla un modelo de propagación general que consiste en la estimación del mejor valor de n para un entorno o área determinada. La recta del modelo se utiliza entonces para calcular la media de las pérdidas de gran escala para cualquier distancia dentro del área considerada. En la Figura 2.31 se exhiben las pérdidas, de igual manera el gráfico sirve expresar la potencia en el receptor, en cuyo caso simplemente la pendiente es negativa. Por último, hay que resaltar que en este modelo las pérdidas no dependen de la frecuencia cuando la distancia es elevada (mayor que el punto de ruptura).

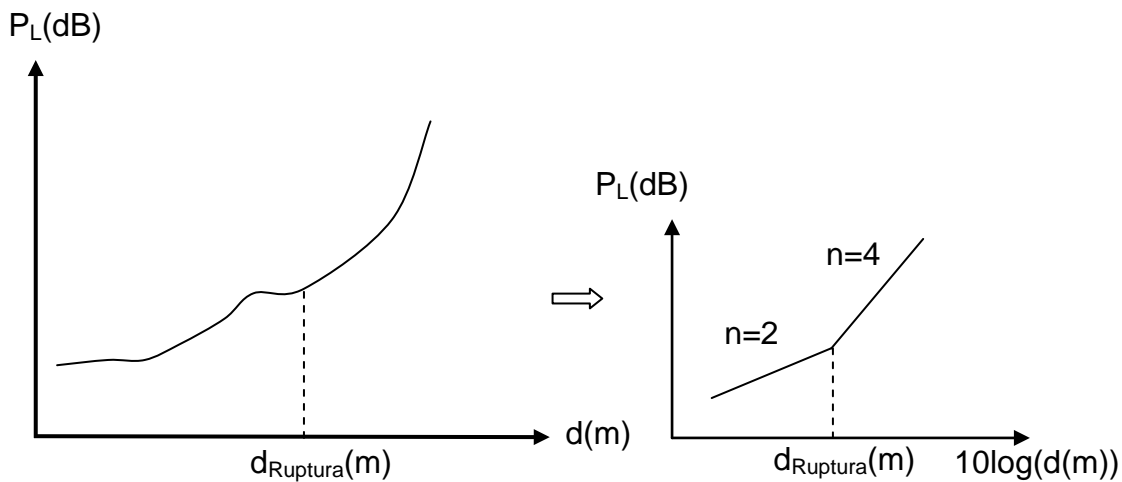


Figura 2.31. Punto de ruptura.

Cuando el ángulo ($\theta=k\Delta$) es igual a π , el plano de la tierra aparece en la primera zona de Fresnel. Definiremos estas zonas en el siguiente punto al describir el mecanismo de difracción. Este ángulo aparece cuando la distancia entre transmisor y receptor es:

$$d = \frac{4h_r h_t}{\lambda} \rightarrow \theta = \pi$$

Ecuación 46

2.3.3 Difracción.

La difracción es un mecanismo de propagación que permite a las ondas electromagnéticas llegar hasta el receptor cuando no existe visión directa o no aparecen contribuciones debidas a la reflexión. La difracción permite así la transmisión más allá del horizonte, a lo largo de la curvatura terrestre, y también por detrás de obstrucciones. Este efecto surge cuando la onda electromagnética incide sobre un obstáculo que presenta irregularidades afiladas o puntiagudas. Este mecanismo se explica gracias al

principio de Huygens, que indica que todos los puntos de un frente de ondas se pueden considerar fuentes de producción de ondas secundarias. Estas ondas al combinarse producen un nuevo frente de ondas en la dirección de propagación. El nuevo frente de ondas es el que llega al receptor y permite la comunicación.

En la Figura 2.32 podemos apreciar que el camino entre el transmisor y el receptor está obstruido por un obstáculo de cierta altura, de modo que la señal electromagnética recorre un espacio (r_1+r_2) hasta el receptor superior al rayo directo (d_1+d_2) .

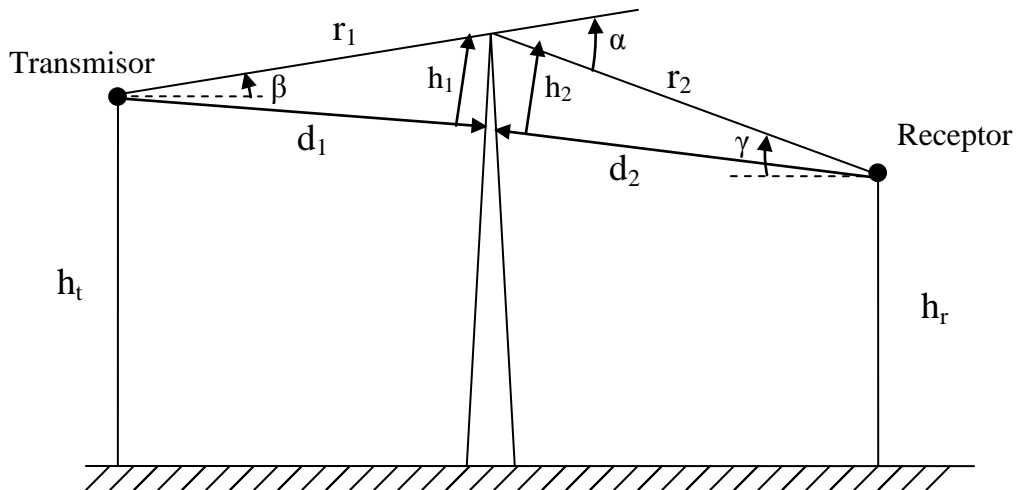


Figura 2.32. Obstrucción que provoca el fenómeno de la difracción.

Por lo tanto vamos a definir un parámetro que mida la diferencia entre el camino que recorre la señal debido a la difracción y el camino del rayo directo. Cuando $h \ll d_1, d_2$ y $h \gg \lambda$ podemos calcular la distancia extra como:

Diferencia de caminos entre rayo directo rayo difractado

$$\Delta = (r_1 + r_2) - (d_1 + d_2)$$

$$r_1 \gg h_1 \quad r_2 \gg h_2 \quad h_1 \approx h_2$$

$$r_1 = \sqrt{d_1^2 + h_1^2} \quad \text{Aplicando Taylor} \quad r_1 \approx d_1 \left(1 + \frac{h_1^2}{2d_1^2} \right)$$

$$r_2 = \sqrt{d_2^2 + h_2^2} \quad \text{Aplicando Taylor} \quad r_2 \approx d_2 \left(1 + \frac{h_2^2}{2d_2^2} \right)$$

$$\Delta \approx d_1 \left(1 + \frac{h^2}{2d_1^2} \right) + d_2 \left(1 + \frac{h^2}{2d_2^2} \right) - d_1 - d_2 = \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}$$

Diferencia de fase:

$$\phi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} \approx \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}$$

Ecuación 47

donde hemos aplicado la aproximación de Taylor para la distancia r_1 entre el transmisor y el obstáculo y para la distancia r_2 entre en el receptor y el obstáculo. El concepto de la

pérdida debida a la difracción como una función de la diferencia de caminos que existe alrededor de una obstrucción queda explicado por la definición de las zonas de Fresnel. El obstáculo obstruye una serie de zonas de Fresnel de forma que sólo una porción de la energía se difracta y llega al receptor. La energía recibida será la suma de las contribuciones de todas las zonas de Fresnel no obstruidas. Estas zonas representan regiones sucesivas en las que las ondas secundarias presentan un exceso de camino respecto al rayo directo múltiplo de la mitad de la longitud de onda ($\lambda/2$). Es decir, la n -ésima zona de Fresnel va a contener aquellas ondas secundarias que recorren un camino $n \cdot \lambda/2$ metros mayor que el camino recorrido por el rayo directo. En la Figura 2.33 se observan una serie de circunferencias concéntricas que agrupan las ondas secundarias que pertenecen a la misma zona de Fresnel, es decir, cada anillo es una zona de Fresnel. Por lo tanto la circunferencia marcada con un 1 contendrá a las ondas secundarias que tienen un exceso de camino de $\lambda/2$ metros, la segunda un exceso de λ metros y así sucesivamente.

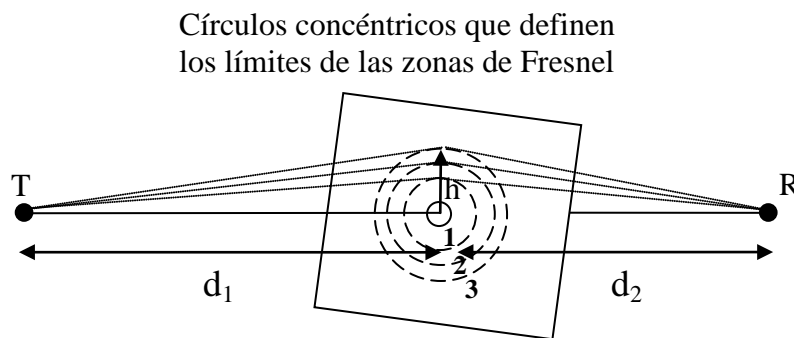


Figura 2.33. Zonas de Fresnel.

Las zonas de Fresnel tienen la propiedad de que proveen interferencias destructivas y constructivas alternativamente. Para una onda secundaria perteneciente a una zona de Fresnel determinada, la onda secundaria de la siguiente zona interfiere destructivamente con ella al estar en oposición de fase (diferencia de π radianes según el último término de la Ecuación 47). La siguiente onda secundaria estaría en cambio en fase (diferencia de 2π radianes) con la onda secundaria de la zona de Fresnel inicial considerada. Si el radio de apertura del obstáculo (h) aumentara desde la zona de Fresnel inicial hacia las siguientes zonas veríamos que el campo en el receptor oscilaría, es decir, decrecería y luego aumentaría [Parsons]. La amplitud de la oscilación disminuiría conforme el obstáculo obstruyera más zonas de Fresnel debido a que la energía transmitida lógicamente descendería.

El radio de cada zona de Fresnel se define como:

$$\frac{r_n^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} = n \frac{\lambda}{2}$$

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

Ecuación 48

Como se observa el radio de la zona de Fresnel depende de la localización del obstáculo. El radio de cualquier zona de Fresnel posee su máximo valor si el obstáculo está ubicado en medio del transmisor y el receptor. Conforme nos movemos tanto hacia el receptor como hacia el transmisor el valor del radio se reduce. Podemos calcular las

zonas de Fresnel para la localización del obstáculo a lo largo del camino que separa a un transmisor y receptor fijos. De este modo se forman unas elipses que contienen los puntos de ondas secundarias pertenecientes a la misma zona de Fresnel a lo largo del camino entre transmisor y receptor (ver Figura 2.34). Los focos de la elipse corresponden con la posición del receptor y el transmisor.

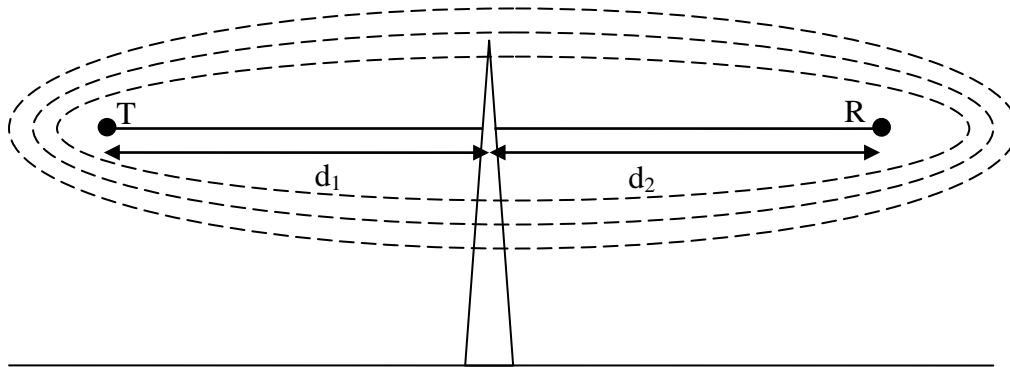


Figura 2.34. Zonas de Fresnel entre el transmisor y el receptor.

Si el obstáculo no obstruye el volumen contenido en la primera zona de Fresnel (la primera elipse), los efectos debidos a la difracción son mínimos y pueden ser descartados. Generalmente en el diseño de radioenlaces se utiliza la regla de que si el 55% de la primera zona de Fresnel no está obstruida, una menor obstrucción de la primera zona de Fresnel no produce ningún efecto adicional.

2.3.4 Modelo de arista u hoja de cuchillo ("*knife-edge*").

Para calcular de forma práctica las pérdidas por difracción se recurre a una simplificación que consiste en considerar al obstáculo una arista (ver Figura 2.35). En este caso el cálculo de las pérdidas por difracción es relativamente sencillo ya que hay que resolver la integral de Fresnel. A pesar de que no es una integral analítica, la obtención del resultado es posible ya que se puede evaluar numéricamente.

El objetivo del modelo es el de obtener expresiones o gráficas con las que calcular las pérdidas a partir de ciertas variables independientes. El modelo o método será más fácil de usar cuantas menos variables independientes tengamos. Pensemos que con tan solo dos variables o parámetros, en el caso de usar gráficas, tendríamos que recurrir a curvas de nivel. Podríamos pensar en emplear el radio de la zona de Fresnel como parámetro del método. El radio de Fresnel se hace más pequeño conforme aumenta la frecuencia. Así, con el aumento de la frecuencia sería más probable que se obstruyeran más zonas de Fresnel por lo que las pérdidas aumentarían. Sin embargo, el conocimiento sobre el número de zonas de Fresnel obstruidas no sería completo sin el conocimiento de la altura del obstáculo. Por lo tanto, sería necesario añadir al método la altura h del obstáculo. Si utilizásemos como parámetro la diferencia de caminos Δ , entonces habría que añadir al método la frecuencia de la señal; este parámetro influye en el tamaño de las zonas de Fresnel. Así, un obstáculo de altura h , cuyo valor se incluye en Δ , obstruirá un número de zonas de Fresnel que dependerá de la frecuencia.

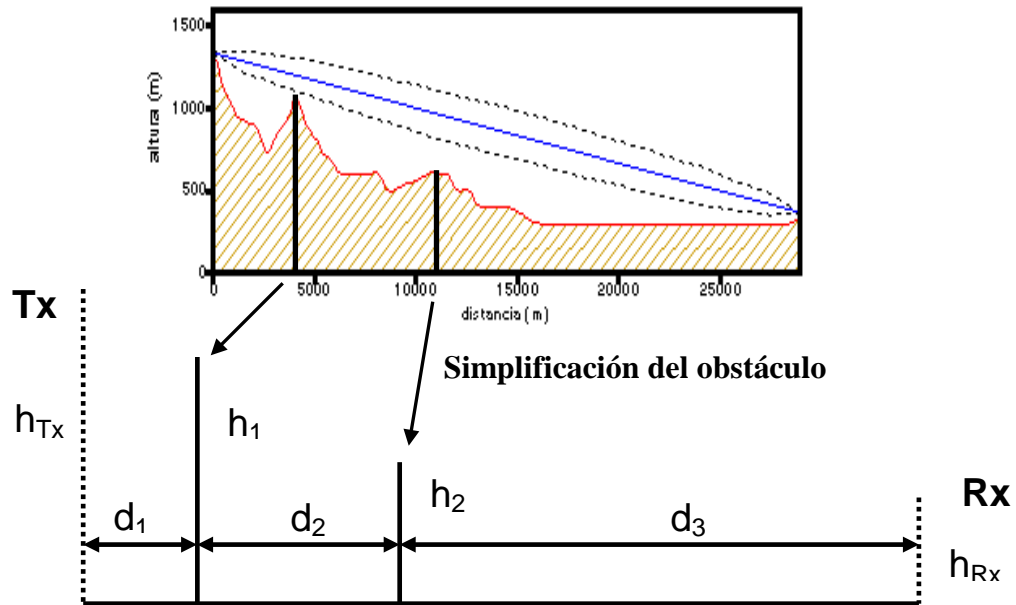


Figura 2.35. Modelo de arista o filo de cuchillo para el cálculo de las pérdidas de difracción.

Por todo ello, se define un nuevo coeficiente que se denomina parámetro de difracción de Fresnel-Kirchoff v . Su expresión es:

$$\alpha = \beta + \gamma$$

$$\alpha \approx h \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right) ; h \approx h_1 \approx h_2$$

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = \alpha \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda (d_1 + d_2)}}$$

Ecuación 49

donde d_1 y d_2 son las distancias de la Figura 2.32. El ángulo α y las alturas h_1 y h_2 también están definidas en esa figura.

Como vemos incluye tanto la altura como la longitud de onda de la señal transmitida. Así, la integral de Fresnel se escribe en función de este parámetro:

$$\frac{E_d}{E_o} = F(v) = \frac{(1+j)}{2} \int_v^\infty e^{-\frac{j\pi t^2}{2}} dt$$

Ecuación 50

donde E_o es el campo eléctrico en ausencia de obstáculo y suelo. Las pérdidas de difracción $G_d(v)$ respecto al valor de espacio libre se calculan con la integral de Fresnel:

$$G_d(dB) = 20 \log |F(v)|$$

Ecuación 51

El parámetro ν toma valores positivos o negativos dependiendo del grado de obstrucción de las zonas de Fresnel como se aprecia en la Figura 2.36.

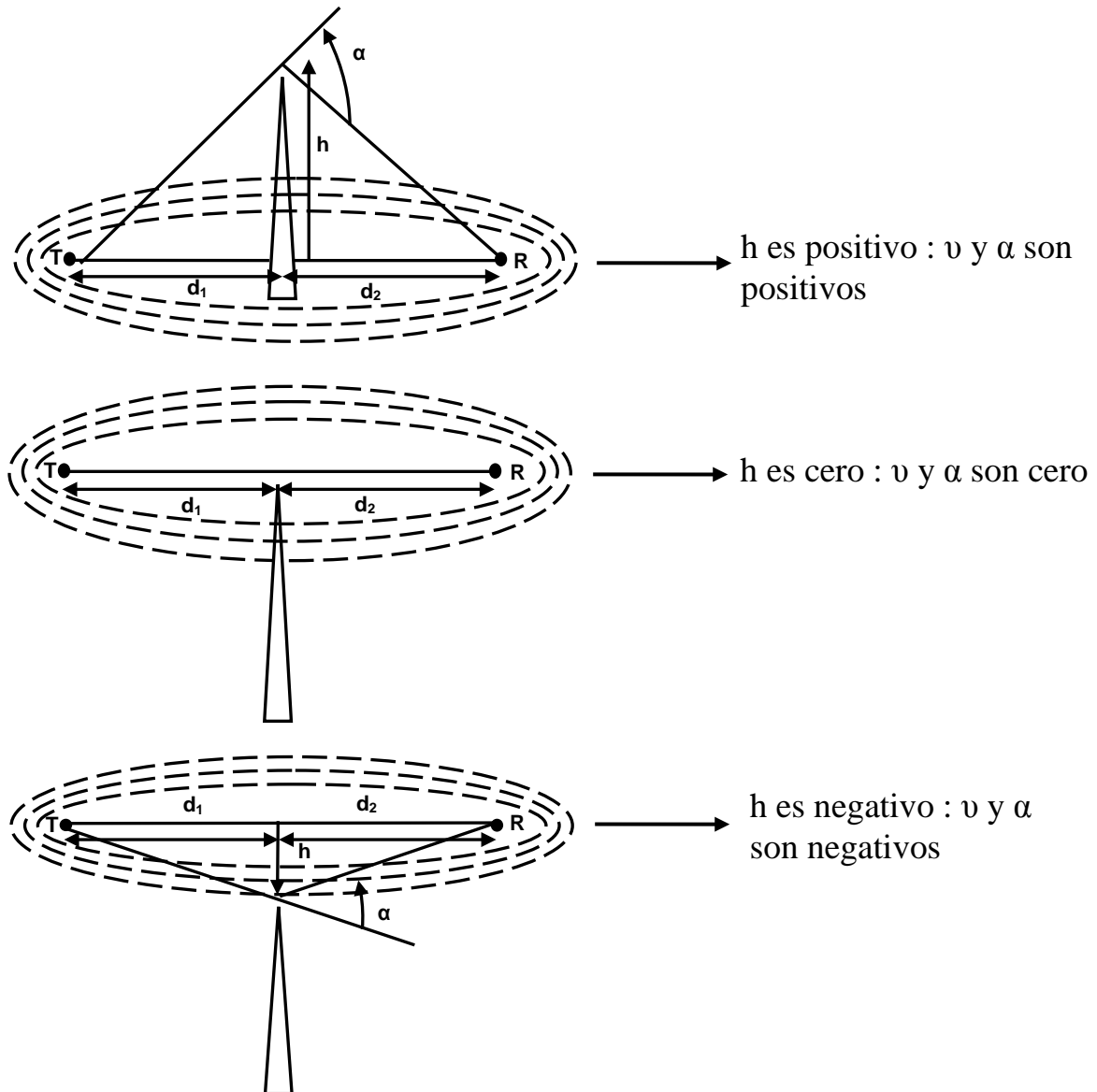


Figura 2.36. Zonas de Fresnel y valor cualitativo del parámetro de difracción de Fresnel-Kirchoff para diferentes casos de difracción del modelo de arista.

Una solución aproximada para la integral de Fresnel se describe en el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 G_d(dB) &= 0 & \nu &\leq -1 \\
 G_d(dB) &= 20 \log(0.5 - 0.62\nu) & -1 &\leq \nu \leq 0 \\
 G_d(dB) &= 20 \log(0.5 \exp(-0.95\nu)) & 0 &\leq \nu \leq 1 \\
 G_d(dB) &= 20 \log\left(0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1\nu)^2}\right) & 1 &\leq \nu \leq 2.4 \\
 G_d(dB) &= 20 \log\left(\frac{0.225}{\nu}\right) & \nu &> 2.4
 \end{aligned}$$

Ecuación 52

Una representación gráfica de $G_d(\text{dB})$, calculada con la Ecuación 51, se muestra en la Figura 2.37. Cuando el parámetro v es positivo, existen pérdidas de difracción ya que el obstáculo interfiere el rayo directo entre el transmisor y receptor como se observa en la Figura 2.36. Cuanto más positivo es v , mayores son las pérdidas ya que más zonas de Fresnel son obstruidas. Entre v igual a 0 hasta aproximadamente v igual a -0.7 o -0.8 también existen pérdidas de difracción como se ve en la Figura 2.37. En este rango de valores el obstáculo no intercepta el rayo directo. Sin embargo, existe una obstrucción de la primera zona de Fresnel por lo que aparecen ciertas pérdidas. A esta situación se le denomina despejamiento insuficiente. El valor $v = -0.8$ corresponde aproximadamente a un 56% de la primera zona de Fresnel sin obstrucción. Así, para valores menores de -0.7 (-0.8) se considera que existe visión directa sin difracción. En esta zona se aprecia una oscilación en la ganancia debida a la ocupación de zonas que proveen interferencias destructivas y constructivas alternativamente.

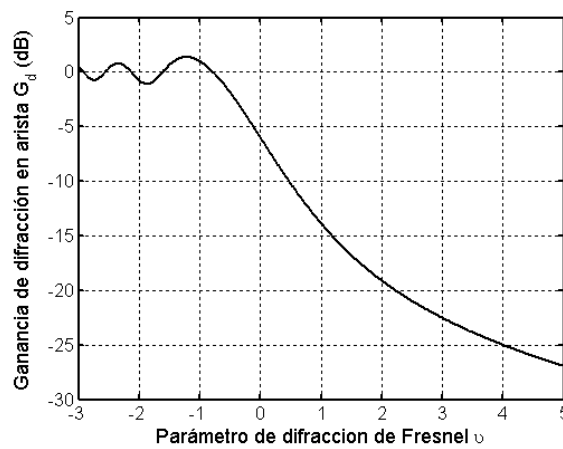


Figura 2.37. Difracción del modelo de arista en función del parámetro de difracción v .

2.3.5 Difracción en obstáculos redondeados.

Además del modelo de arista existen otros modelos que realizan simplificaciones diferentes. Las pérdidas en obstáculos con forma redondeada son mayores que las pérdidas en obstáculos que se pueden simplificar como una arista. Una técnica para evaluar las pérdidas en estos obstáculos consiste en representar a dichos objetos con superficies convexas como se observa en la Figura 2.38. Los obstáculos redondeados más importantes son las colinas.

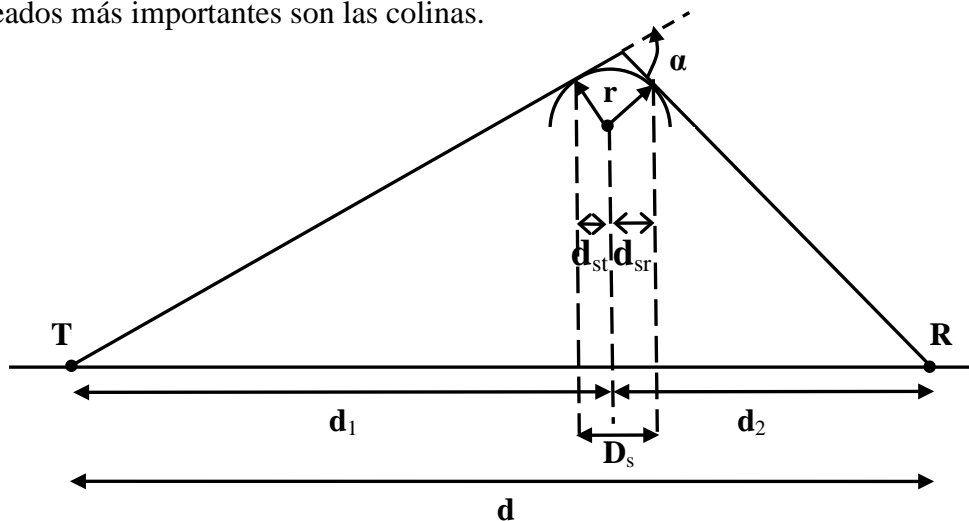


Figura 2.38. Difracción en un cilindro.

Si el obstáculo redondeado es sustituido por un cilindro de radio r igual a la cresta, entonces podemos apreciar que el cilindro soporta reflexiones a ambos lados del pico del objeto, por lo que el frente de ondas de Huygens es modificado [Parsons]. Un método para añadir este efecto consiste en sumar a las pérdidas de filo de cuchillo un exceso de pérdidas en dB dado por:

$$L_{ex} \approx 11.7 \left(\frac{\pi r}{\lambda} \right)^{1/3} \alpha$$

Ecuación 53

donde α es el ángulo descrito en la Figura 2.38. Si el obstáculo redondeado es rugoso, debido por ejemplo a la presencia de árboles en una colina, entonces la atenuación por difracción es en torno a un 65% del valor de la Ecuación 53.

Otra técnica distinta se basa en el uso del parámetro adimensional ρ [Parsons]. Este parámetro relaciona el radio r con la posición del obstáculo:

$$\rho = \left(\frac{\lambda}{\pi} \right)^{1/6} r^{1/3} \left(\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right)^{1/2}$$

Ecuación 54

Las pérdidas de difracción se calculan con dos funciones, A y U , expresadas en dB que son evaluadas de forma numérica. Las pérdidas totales por difracción son:

$$A(\nu, \rho) = A(\nu, 0) + A(0, \rho) + U(\nu, \rho)$$

Ecuación 55

donde $A(\nu, 0)$ son las pérdidas por difracción cuando el obstáculo se simplifica como una arista (ya que r es 0 cuando ρ es nulo). Su valor se puede calcular con la gráfica de la Figura 2.37 o con las expresiones de la Ecuación 52. Para hallar $A(0, \rho)$ y $U(\nu \rho)$ se pueden utilizar gráficas o las siguientes ecuaciones que aproximan las gráficas mencionadas:

$$A(0, \rho) = 6 + 7.19\rho - 2.02\rho^2 + 3.63\rho^3 - 0.75\rho^4 \quad \rho < 1.4$$

$$U(\nu \rho) = \begin{cases} (43.6 + 23.5\nu\rho) \log(1 + \nu\rho) - 6 - 6.7\nu\rho & \nu\rho < 1 \\ 22\nu\rho - 20 \log(\nu\rho) - 14.13 & \nu\rho \geq 2 \end{cases}$$

Ecuación 56

En ambos modelos el radio r se calcula como:

$$r = \frac{2D_s d_{st} d_{sr}}{\alpha (d_{st}^2 + d_{sr}^2)}$$

Ecuación 57

2.3.6 Teoría uniforme de la difracción (UTD).

La teoría geométrica de la difracción (GTD según las siglas inglesas) surgió en los años 60 para explicar, mediante el mecanismo de difracción en un obstáculo asimilado a una cuña (ver Figura 2.39), los campos electromagnéticos en zonas de sombra (“*shadow region*”). Aunque esta teoría superaba a la óptica geométrica en este

tipo de problemas, existían todavía algunas situaciones en las que ofrecía resultados erróneos. Estas limitaciones fueron superadas parcialmente por una teoría más completa denominada la teoría uniforme de la difracción (UTD según las siglas inglesas).

La teoría UTD se aplica al igual que la GTD a obstáculos que poseen forma de cuña como el mostrado en la Figura 2.39. Los ángulos se miden desde la cara '0' y el ángulo interior δ es siempre menor que 180° .

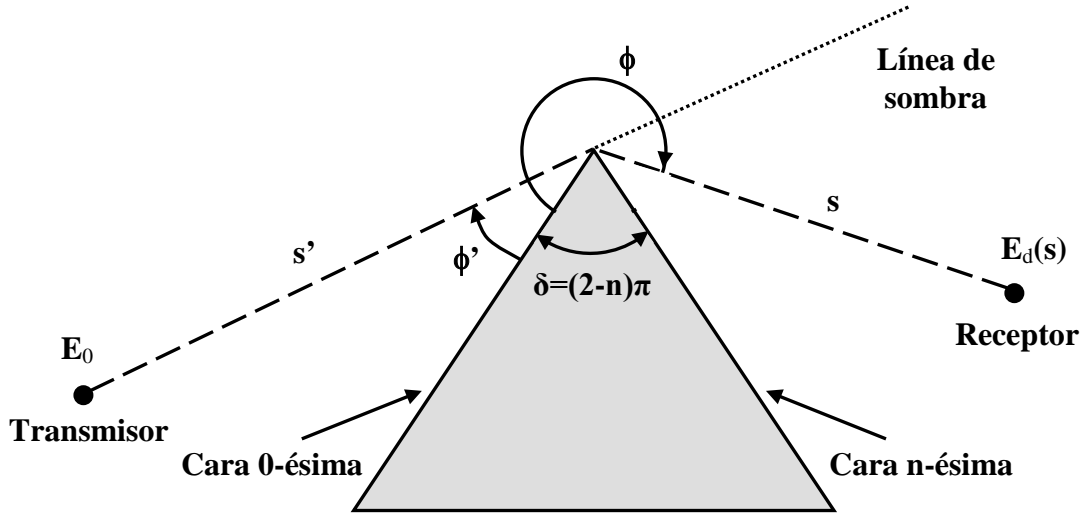


Figura 2.39. Geometría para calcular la difracción en forma de cuña con la teoría de UTD.

Si el modulo del campo en el transmisor es E_0 , la UTD evalúa el campo en el receptor como [Parsons]:

$$E_d(s) = E_0 D(n, \phi', \phi, L) A(s', s) e^{-jks}$$

Ecuación 58

donde D es el coeficiente de difracción UTD, ϕ y ϕ' son los ángulos en azimut definidos en la Figura 2.39, L es un parámetro de distancia que depende del tipo de onda, n es un valor que depende del ángulo interior de la cuña δ , k es el número de onda y finalmente A es el factor de ensanchamiento ("spreading factor"). Este factor describe la variación de la amplitud del campo difractado y su expresión cuando la onda es esférica es:

$$A(s, s') = \sqrt{\frac{s'}{s(s + s')}}}$$

Ecuación 59

donde s y s' son las distancias del receptor y del transmisor al obstáculo respectivamente.

Si el receptor no está cerca de la línea de sombra o reflexión, entonces para cualquier tipo de onda el coeficiente D es:

$$D_{h,s} = \frac{e^{-j\pi/4} \text{sen}(\pi/n)}{n\sqrt{2\pi k} \text{sen}(\beta_0)} \left[\frac{1}{\cos(\pi/n) - \cos\left(\frac{\phi - \phi'}{n}\right)} \pm \frac{1}{\cos(\pi/n) - \cos\left(\frac{\phi + \phi'}{n}\right)} \right]$$

Ecuación 60

donde β_0 es el ángulo que forma la onda incidente con la recta tangente a la cuña. Los subíndices h y s se refieren a las polarizaciones “hard” (campo H paralelo a ambas caras de la cuña) y “soft” (campo E paralelo a ambas caras de la cuña). El primer subíndice corresponde al signo + de la Ecuación 60.

Las zonas adyacentes a las líneas de frontera de sombra y reflexión se denominan zonas de transición. En ellas el campo fluctúa con brusquedad de unos puntos a otros por lo que se debe emplear una expresión del coeficiente D diferente a la mostrada en la Ecuación 60 [Parsons]:

$$D_{h,s} = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \text{sen}(\beta_0)} \left[\cot\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right) F[kLa^+(\phi - \phi')] + \cot\left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right) F[kLa^-(\phi - \phi')] \right. \\ \left. + \Gamma_n^{h,s} \cot\left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right) F[kLa^+(\phi + \phi')] + \Gamma_0^{h,s} \cot\left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right) F[kLa^-(\phi + \phi')] \right]$$

Ecuación 61

donde F(x) es la función de transición de Fresnel definida como:

$$F(x) = 2j\sqrt{x} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau$$

Ecuación 62

En la Ecuación 61 los parámetros $\Gamma_0^{h,s}$ y $\Gamma_n^{h,s}$ representan a los coeficientes de reflexión de Fresnel (Ecuaciones Ecuación 29 y Ecuación 30) para polarización perpendicular o paralela a la cara ‘0’, con ángulo de incidencia ϕ' , y a la cara ‘n’ de la cuña, con ángulo de reflexión $n\pi - \phi$.

La expresión de L, parámetro de las Ecuaciones Ecuación 58 y Ecuación 61, es:

$$L = \begin{cases} s \cdot \text{sen}^2 \beta_0 & \text{onda incidente plana} \\ \frac{ss'}{s+s'} \text{sen}^2 \beta_0 & \text{onda incidente cónica y esférica} \end{cases}$$

Ecuación 63

Las funciones $a^\pm(\beta)$ de la Ecuación 61 representan la siguiente expresión:

$$a^\pm(\beta) = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^\pm - \beta}{2} \right) \quad \text{con } \beta = \phi \pm \phi'$$

Ecuación 64

Finalmente, los valores N^\pm de la ecuación anterior corresponden a los números enteros que más cerca se encuentren de satisfacer las ecuaciones:

$$\begin{aligned} 2\pi nN^+ - \beta &= \pi \\ 2\pi nN^- - \beta &= -\pi \end{aligned}$$

Ecuación 65

con β definido como en la Ecuación 64.

La teoría UTD se puede aplicar en una gran variedad de casos. Es capaz de predecir las pérdidas de propagación en cuñas con caras curvadas. Asimismo, sirve tanto para paredes conductoras como para paredes con una conductividad finita. Como cubre cualquier ángulo interno del modelo de cuña, se pueden modelar una gran cantidad de obstáculos difractantes. Por ejemplo, una cuña con un ángulo interno de 90° se usa para modelar la esquina de un edificio. La mayor ventaja de este método radica en su precisión y flexibilidad.

2.3.7 Difusión ("*Scattering*").

Generalmente la señal recibida en un canal radio suele poseer una potencia superior a la predicha por los modelos de difracción y reflexión. Esto es debido al aporte de potencia que proporciona el mecanismo de difusión. El "*scattering*" o difusión se produce cuando la onda electromagnética choca sobre objetos cuyo tamaño es pequeño comparado con la longitud de onda de la onda o cuando el número de obstáculos por unidad de volumen es alto (obstáculos rugosos). Las farolas o los árboles son ejemplos de obstáculos que producen difusión. En este caso la energía reflejada se difunde en todas las direcciones del espacio.

Una superficie es considerada como rugosa si cumple el criterio de Rayleigh. Si su máxima protuberancia h de la superficie es mayor que la altura h_c o altura crítica, entonces la superficie se considera rugosa, en caso contrario se considera como superficie suave.

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \text{sen} \theta_i}$$

Ecuación 66

Si existe difusión calcularemos el campo eléctrico reflejado según las ecuaciones vistas en el apartado de reflexión con una modificación del coeficiente de reflexión. Esta modificación consistirá en la multiplicación del coeficiente de reflexión por un factor de pérdidas debidas a la difusión. Si consideramos que la altura de la superficie es una variable aleatoria gaussiana podemos calcular el factor de pérdidas como:

$$\rho_s = e^{-8 \left(\frac{\pi \sigma_h \text{sen} \theta_i}{\lambda} \right)^2}$$

Ecuación 67

donde σ_s es la desviación estándar de la altura de la superficie respecto de la altura media.

Una ecuación que proporciona mejores valores respecto a mediciones es la siguiente:

$$\rho_s = e^{-8\left(\frac{\pi\sigma_h \text{sen}\theta_i}{\lambda}\right)^2} I_0\left(8\left(\frac{\pi\sigma_h \text{sen}\theta_i}{\lambda}\right)^2\right)$$

Ecuación 68

donde I_0 es la función de Bessel de orden cero.

Utilicemos uno u otro coeficiente, el campo eléctrico reflejado para $h > h_c$ se calcula aplicando las ecuaciones de reflexión pero con un coeficiente de reflexión modificado como:

$$\begin{aligned} \text{Para } h > h_c \\ \Gamma_{\text{rugosa}} = \rho_s \Gamma \end{aligned}$$

Ecuación 69

Modelo basado en la sección recta-radar (“*radar cross section*”).

Otra forma de caracterizar al objeto difusor consiste en calcular su sección recta-radar (RCS). Este método es útil si objetos que producen la difusión son grandes y se ubican lejos del transmisor y receptor. La sección recta-radar se define como el ratio entre la densidad de potencia de la señal difundida en la dirección del receptor y la densidad de potencia de la onda incidente y tiene unidades de metros cuadrados. La RCS se puede aproximar como la superficie en metros cuadrados del objeto difusor. En este caso se puede medir en dBs respecto a una superficie de referencia de un metro cuadrado. Así sus unidades serán dBm^2 . Conociendo la RCS, la potencia que llega al receptor se calcula mediante la ecuación de radar biestático:

Potencia recibida

$$\begin{aligned} P_R(\text{dBm}) = P_T(\text{dBm}) + G_T(\text{dBi}) + 20\log(\lambda) + RCS(\text{dB m}^2) \\ - 30\log(4\pi) - 20\log d_T - 20\log d_R \end{aligned}$$

Ecuación 70

donde RCS es la sección recta-radar, d_T es la distancia desde el transmisor al objeto difusor, y d_R es la distancia desde el objeto difusor al receptor. Para aplicar la anterior ecuación el objeto se debe encontrar en la región de campo lejano o región de Fraunhofer tanto del transmisor como del receptor. La sección recta-radar se suele utilizar para predecir el campo cuando los obstáculos difusores son grandes tanto en comparación con el transmisor como con el receptor. La sección recta-radar de diversos edificios en ciudades europeas ha sido medida a partir del “*Power Delay Profile*” (se explicará en el Capítulo 3). Para edificios de tamaño medio y grande localizados a 5-10 km de distancia se encontraron valores de RCS entre 14.1 dBm^2 y 55.7 dBm^2 .

2.4 Caracterización estadística.

Como ya dijimos en el apartado de caracterización del canal en banda estrecha las variaciones de la señal en el receptor van a ser aleatorias debido a que el medio o canal por el que se propaga la señal presenta a su vez variaciones aleatorias. Por lo tanto, es necesario realizar una caracterización estadística del canal que nos permita predecir con

cierta seguridad las variaciones de la señal en el receptor. De poco sirve conocer la media de las variaciones de una señal sin conocer la probabilidad de que la señal se aleje de esa media. Así, el modelo estadístico es fundamental para predecir adecuadamente la cobertura.

La potencia media (en gran escala) del móvil para grandes trayectos está caracterizada por la ecuación de pérdidas (o ecuación de propagación) donde la potencia decrece de forma exponencial. Por ello la potencia (o las pérdidas) expresadas en dBs decaen (crecen) de forma lineal con respecto a la distancia en dBs:

$$P_r = A \frac{1}{d^n} \rightarrow P_r(\text{dBW ó dBm}) = B - n \log_{10}(d)$$

$$L = Cd^n \rightarrow L(\text{dB}) = PL(\text{dB}) = D + n \log_{10}(d)$$

Ecuación 71

donde A, B, C, y D son constantes apropiadas.

Como se vio en el apartado 2.3.2, si se considera que existen dos réplicas de la señal el decrecimiento es mucho mayor que si solo se tiene en cuenta la réplica correspondiente al rayo directo. Para trayectos de decenas o centenas de longitudes de onda, la potencia media de la envolvente de la señal recibida sigue variaciones lentas tal como vimos en las Figuras 2.7, 2.8 y 2.9. Debido al efecto multicamino al receptor llegan múltiples réplicas de la señal transmitida. La potencia en unidades logarítmicas (dBWs o dBms) de cada réplica poseerá una función densidad de probabilidad (fdp) propia. Si suponemos que todas las fdps son independientes, muy similares y si hay un número suficiente podemos aplicar el teorema del límite central. Este teorema indica que si se cumplen las condiciones anteriores la suma de las funciones densidad de probabilidad sigue una distribución normal (gausiana). Por lo tanto, la potencia en unidades logarítmicas en el receptor poseerá una fdp normal. A la variable aleatoria en unidades lineales (p) que posee una fdp normal en unidades logarítmicas (P(dBW) o P(dBm)) se le denomina log-normal.

Los parámetros de la fdp normal se calculan mediante una campaña de medidas de la potencia (o pérdidas PL) alrededor del transmisor. En la Figura 2.40 observamos la evolución de la potencia medida en el receptor para los puntos situados en tres circunferencias de radio diferente. En la primera circunferencia se señala la potencia medida en cuatro puntos diferentes. La ecuación de propagación pronosticaría para estos cuatro puntos un mismo valor de potencia ya que se encuentran a la misma distancia del transmisor. Sin embargo, la potencia es variable como se aprecia en la misma Figura 2.40. Este hecho se debe a que en el camino hasta los cuatro puntos el canal estará formado por diferentes elementos que producirán distintos desvanecimientos. Por consiguiente, la diversidad del canal radio provocará que la potencia fluctúe alrededor de un valor medio representado por la línea a guiones de la Figura 2.40.

En las otras circunferencias observamos un comportamiento de la potencia similar. Existen fluctuaciones alrededor de una media. Este valor medio será cada vez menor conforme aumente la distancia con el transmisor debido a la atenuación que sufre la onda electromagnética con la distancia. Como vimos en la ecuación de propagación (Ecuación 24 y Ecuación 71) y en el modelo a dos rayos, la disminución de la potencia será lineal con la distancia expresada en dBs. Para cada distancia (circunferencia) podríamos calcular el valor medio con una ecuación de propagación. La varianza de las fluctuaciones se podría calcular con las diferencias entre los valores medidos y los valores pronosticados por la ecuación de propagación. Con estos dos parámetros podemos caracterizar la función densidad gausiana. Como se utiliza la potencia en

dBWs o dBms la fdp resultante es de tipo normal. Esta fdp nos permitiría evaluar la probabilidad de que la potencia a una cierta distancia fuera mayor que un cierto valor como se muestra para la potencia a 1km en la Figura 2.40.

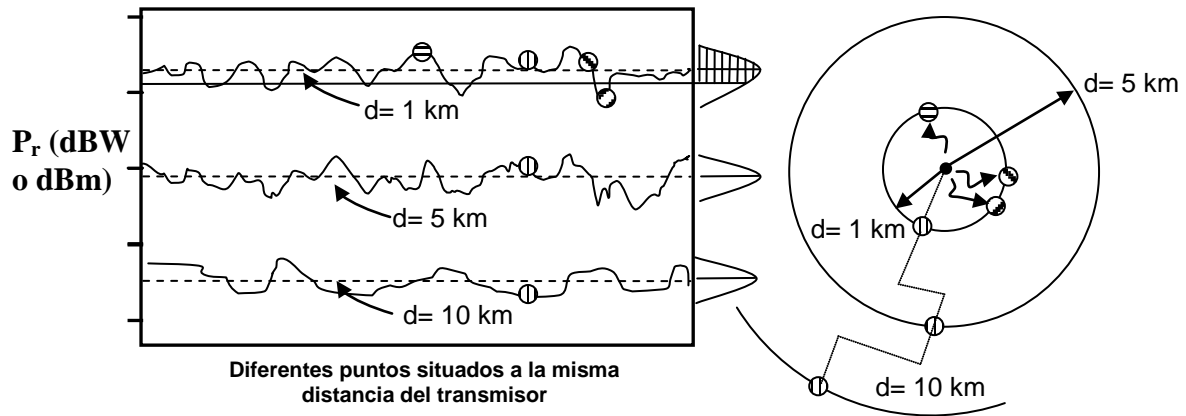


Figura 2.40. Evolución de la potencia a distintas distancias del transmisor.

En la práctica en lugar de calcular una varianza para cada una de las distancias entre transmisor y receptor se evalúa una única varianza que se aplicará a cualquier distancia. La media, en cambio, será variable y para cada distancia se calculará mediante la ecuación de propagación que supone una variación lineal con la distancia en dBs. La varianza y la pendiente de la recta, que representa la ecuación de propagación, se evaluarán con los datos obtenidos en una campaña de medidas como la mostrada en la Figura 2.41 correspondientes al trayecto dibujado con puntos en la Figura 2.40.

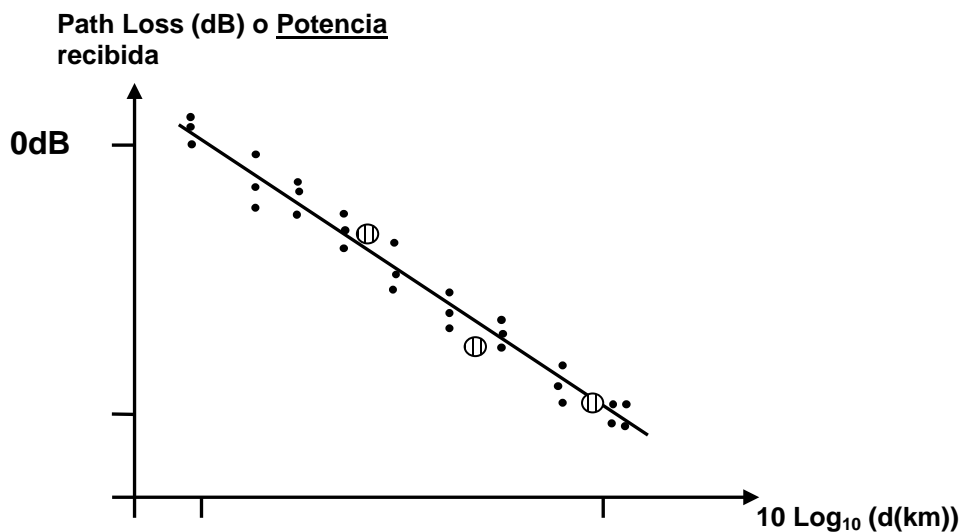


Figura 2.41. Potencias recibidas a lo largo de un recorrido del receptor.

Asimismo, en la Figura 2.41 se ha dibujado la recta que aproxima a los datos de potencia. La expresión de la recta se muestra en la Ecuación 72. En esta ecuación, $P_r(d_0)$ es la potencia medida en un punto cercano al transmisor. Esta ubicación constituye un punto de referencia en el que sabemos que la medida es precisa. En primer lugar se

calcula la pendiente de la recta. Una vez obtenida la pendiente, el valor de varianza de la fdp normal será el error cuadrático medio entre la recta de ajuste y las medidas.

$$\hat{P}_r(d)[dBm] = P_r(d_0)[dBm] - n10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right)[dB]$$

Ecuación 72

A continuación se describe un ejemplo de cálculo de la fdp normal. En la Tabla 2.1 es exhiben cuatro medidas realizadas a distintas distancias.

DISTANCIA (M)	P _R (dBm)
100	0
200	-20
1000	-35
3000	-70

Tabla 2.3

La ecuación de propagación para los datos de la Tabla 2.1 toma los siguientes valores:

$$\hat{P}_r(d = 100m) = P_r(d = 100m) - n10 \log\left(\frac{100}{100}\right) = 0 \text{ dBm}$$

$$\hat{P}_r(d = 200m) = 0dBm - n10 \log\left(\frac{200}{100}\right) = -n \log(2) \text{ dBm}$$

$$\hat{P}_r(d = 1000m) = 0dBm - n10 \log\left(\frac{1000}{100}\right) = -n \log(10) \text{ dBm}$$

$$\hat{P}_r(d = 3000m) = 0dBm - n10 \log\left(\frac{3000}{100}\right) = -n \log(30) \text{ dBm}$$

Ecuación 73

La ecuación de propagación es la recta que ajusta a los datos medidos. Por tanto su pendiente (n) es el valor que minimiza la suma de los cuadrados de los errores entre la recta y los datos, es decir, la recta representa un ajuste mínimo cuadrático. En la Ecuación 74 se muestra el error cuadrático medio y su optimización:

$$\begin{aligned} MSE = E(n) &= \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 \left(P(d_i) - \hat{P}_r(d_i) \right)^2 = \\ &= \frac{1}{4} \left[(0-0)^2 + (-20+n10 \log(2))^2 + (-35+n10)^2 + (-70+n10 \log(30))^2 \right] \\ \frac{\partial E(n)}{n} &= \frac{1}{4} \left[2(-20+n10 \log(2))10 \log(2) + 2(-35+n10)10 \right. \\ &\quad \left. + 2(-70+n10 \log(30))10 \log(30) \right] = 0 \end{aligned}$$

Ecuación 74

El valor de n que minimiza valor del error cuadrático medio es:

$$n \left[10(\log(2))^2 + 10 + 10(\log(30))^2 \right] = 20\log(2) + 35 + 70\log(30)$$

$$n = \frac{144.41}{32.72} = 4.41$$

Ecuación 75

En la Figura 2.42 vemos los datos dibujados con cruces y la recta de ajuste mínimo cuadrático dibujada con círculos.

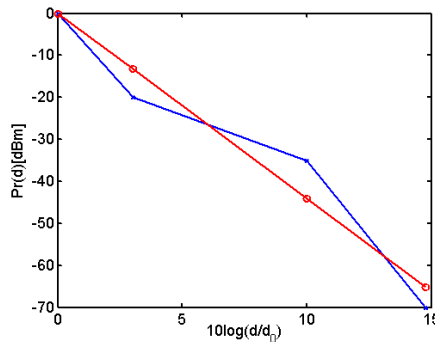


Figura 2.42. Potencia recibida y recta de ajuste.

Como hemos comentado, la varianza coincide con el error cuadrático medio. En la siguiente ecuación se exhibe el proceso de cálculo de la varianza.

$$\sigma^2 = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 \left(P(d_i) - \hat{P}_r(d_i) \right)^2 = E(n)$$

$$\sigma^2 = E(n) \Big|_{n=4.41} = \frac{1}{4} \left[(0-0)^2 + (-20 + 4.41 \cdot 10 \log(2))^2 \right.$$

$$\left. + (-35 + 4.41 \cdot 10)^2 + (-70 + 4.41 \cdot 10 \log(30))^2 \right] = 37.90$$

$$\sigma = 6.15 \text{ dB}$$

Ecuación 76

La recta va a minimizar siempre el valor de varianza ya que ésta representa las variaciones de la potencia respecto a la ecuación de ajuste. La minimización de la varianza se produce con los datos disponibles. Si la varianza es elevada no tiene por qué significar que el ajuste sea incorrecto o que existan datos incorrectos. Por ejemplo, en la Figura 2.43 se representa un caso en el que existe mucha diversidad en el canal y por tanto la varianza es elevada. La pendiente se elegirá para minimizar la varianza pero ésta resultará grande por las fuertes fluctuaciones de la potencia.

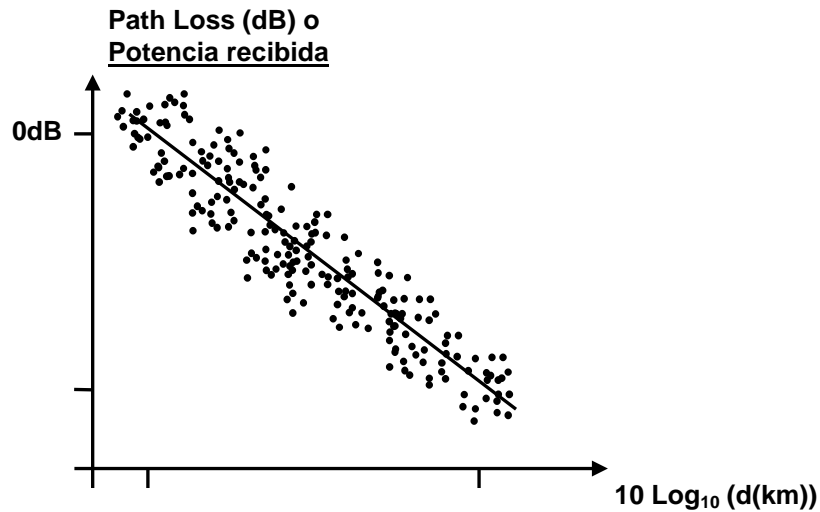


Figura 2.43. Potencia recibida a lo largo de un trayecto en el que existe mucha diversidad.

En el caso de que la diversidad sea reducida la varianza tomará un valor pequeño. Las fluctuaciones serán reducidas como vemos en la Figura 2.44. La diversidad será mayor en el primer caso (Figura 2.43) y menor en el segundo (Figura 2.44).

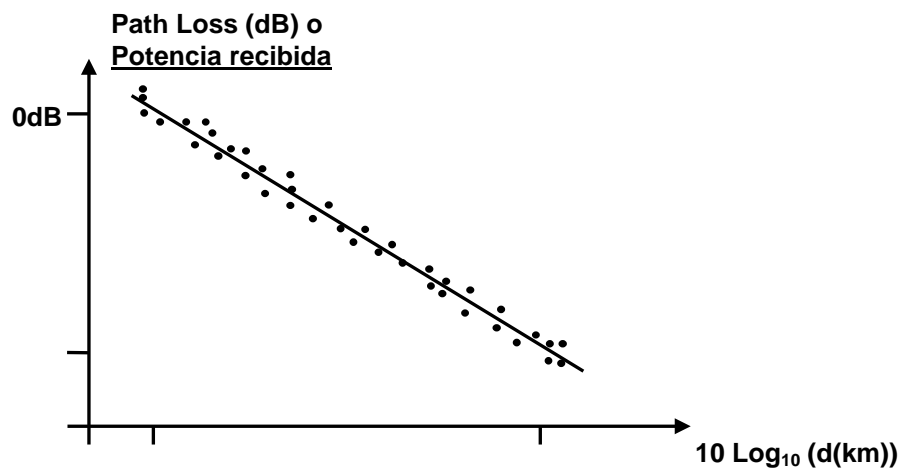


Figura 2.44. Potencia recibida a lo largo de un trayecto en el que existe poca diversidad.

Una vez calculada la pendiente (n) y la varianza (σ^2), podemos utilizar la función densidad de probabilidad normal. Esta es una fdp gaussiana en la que los valores de las variables se expresan en dBW o dBms (si empleamos potencias para su cálculo).

$$fdp(P) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(P-\hat{P}_r)^2}$$

Ecuación 77

En la ecuación de la fdp el valor de la media se calculará con la Ecuación 72. Por ejemplo a una distancia de 2000 metros, la potencia media vale:

$$\begin{aligned} \hat{P}_r(d = 2000) &= P_r(d = 100) - n10 \log\left(\frac{2000}{100}\right) \\ &= 0dBm - 4.41 \cdot 10 \log(20)[dB] = -57.37 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Ecuación 78

Si se desea calcular la probabilidad de que la potencia “*Large-scale*” sea mayor que -60dBm a una distancia de 2000 metros deberemos seguir los siguientes pasos:

$$\begin{aligned} \text{Prob}(P(d=2000) > -60\text{dBm}) &= \int_{-60}^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(P-\hat{P}_r)^2} dP = \\ &= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{-60-\hat{P}_r}{\sigma}}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{-60-\hat{P}_r}{2\sigma}\right) = Q\left(\frac{-60-\hat{P}_r}{\sigma}\right) \\ \text{Prob}(P(d=2000) > -60\text{dBm}) &= Q\left(\frac{-60-(-57.37)}{\sigma}\right) = \\ &= Q(-0.42) = 1 - Q(0.42) = 0.69 \equiv 69\% \end{aligned}$$

Ecuación 79

La integral resultante no es analítica y se denomina función de error complementario (erfc). Esta función se debe resolver analíticamente. Antiguamente cuando no se disponía de ordenadores rápidos y baratos se recurría al uso de tablas o gráficas de funciones auxiliares, como la función Q mostrada en la Figura 2.45. La función erfc y la función Q se relacionan con una sencilla operación. Hoy en día muchos programas de cálculo permiten calcular la función erfc².

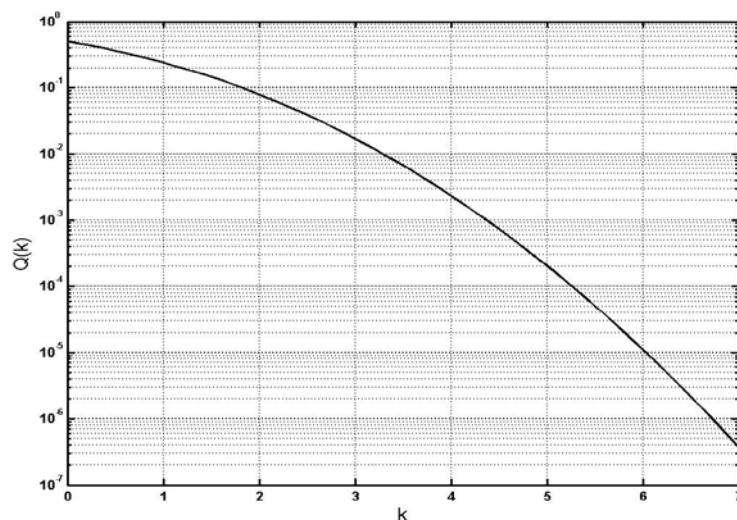


Figura 2.45. Función Q.

² Por ejemplo en Matlab se incluye la función erfc.

Finalmente, mostramos un ejemplo de la precisión de la fdp normal. En la siguiente figura podemos apreciar la función densidad de probabilidad calculada con la expresión vista en la Ecuación 77 y los estadísticos estimados a partir de una campaña de medidas y la función densidad de probabilidad experimental obtenida a partir de una serie de medidas. Vemos que la curva calculada se ajusta en buena medida a la empírica.

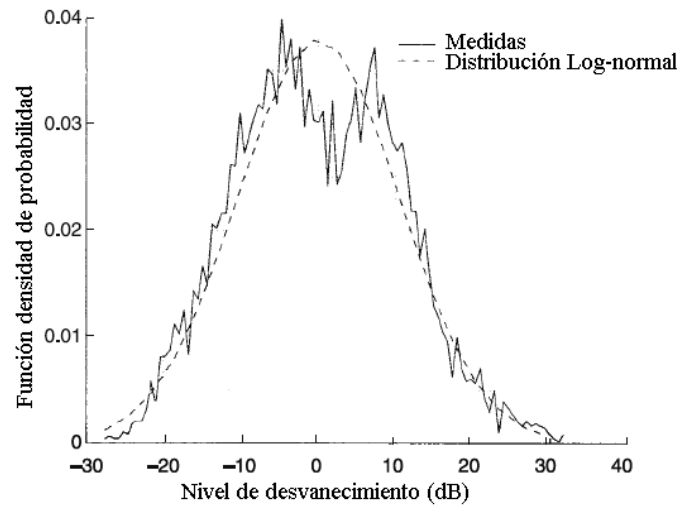


Figura 2.46. Función densidad de probabilidad log-normal medida y calculada. Las medidas corresponden valores medidos a los que se les sustrajo los valores de la recta de ajuste [Les Barclay].

Capítulo 3. Caracterización en pequeña escala (*"Small Scale Fading"* o *"Short Term Fading"*).

3.1 Introducción.

En el Capítulo 2 vimos que el *"Small-scale fading"* o desvanecimiento en pequeña escala describe las fluctuaciones rápidas de las amplitudes y fases de la señal de radio a lo largo de un corto periodo de tiempo o a lo largo de un recorrido pequeño del móvil. Además de las rápidas fluctuaciones en pequeña escala aparecen otros dos efectos perjudiciales. El primero consiste en una modulación aleatoria en frecuencia debida al desplazamiento Doppler. El cambio en la frecuencia se debe principalmente al movimiento del móvil que se aleja o acerca al foco de ondas electromagnéticas. Si la velocidad del móvil es elevada, entonces el canal cambiará rápidamente. El cambio en las condiciones del canal puede deberse también al movimiento de los elementos del canal, pero generalmente el principal causante de dicho cambio es el móvil. En este capítulo definiremos el tiempo de coherencia, que es el parámetro que medirá el estatismo del canal, es decir, será el periodo en el que el canal permanece inalterado. En el dominio de la frecuencia también definiremos el ancho de banda en el que el canal no presenta cambios. Este ancho de banda se denomina ancho de banda de coherencia y está relacionado con el segundo efecto perjudicial. Este segundo efecto consiste en la dispersión temporal de la señal provocada por la llegada de réplicas con diferentes retardos.

3.2 Canales cronovariantes.

3.2.1 Función en el dominio del tiempo.

El canal de propagación se puede modelar como un sistema que transforma señales de entrada en señales de salida. Es análogo a un filtro lineal en el que la señal de entrada es la señal transmitida y la señal de salida es la señal que llega al receptor, tal como vemos en la Figura 3.47 [Bello]. El estudio del filtro lineal se lleva a cabo con las señales en banda base $z(t)$ y $w(t)$ (equivalentes paso bajo de las señales paso banda). Estas dos señales son envolventes complejas, tienen una amplitud y fase variantes con el tiempo e incorporan los efectos del multicamino y el desplazamiento Doppler. El estudio del filtro se realiza mediante la caracterización de su función de transferencia que será asimismo definida en banda base. Conociendo la frecuencia portadora f_c y las envolventes complejas, se pueden recuperar las señales paso banda $x(t)$ e $y(t)$ centradas en la frecuencia portadora.

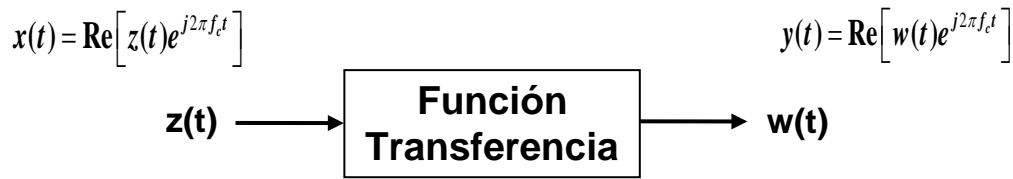


Figura 3.47. El canal como un filtro lineal

La entrada y la salida del filtro se pueden describir tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. Por ello, existen cuatro funciones de transferencia diferentes para describir el filtro lineal. Estas funciones de transferencia son respuestas impulsionales.

Señal de entrada $\rightarrow z(t), Z(f)$

Señal de salida $\rightarrow w(t), W(f)$

$$w(t) = O_{tt} [z(t)]$$

$$W(f) = O_{ff} [Z(f)]$$

$$w(t) = O_{tf} [Z(f)]$$

$$W(f) = O_{ft} [z(t)]$$

Ecuación 80

Como el canal es cronovariable y también varía en frecuencia, el filtro equivalente será variable con el tiempo y con la frecuencia. La entrada del filtro se puede expresar en función de una serie de impulsos. Como el filtro es lineal, la salida, tanto en el dominio de la frecuencia como el tiempo, se puede calcular aplicando el principio de superposición sobre la salida de la respuesta impulsional:

$$w(t) = \int z(s)K_1(t, s)ds$$

$$W(f) = \int Z(l)K_2(f, l)dl$$

$$w(t) = \int Z(f)K_3(t, f)df$$

$$W(f) = \int z(t)K_4(f, t)dt$$

Ecuación 81

donde t y s son variables temporales y f y l son variables frecuenciales. La primera función de transferencia posee dos variables temporales. Esta función expresa el comportamiento cronovariable del canal. Si aplicamos el cambio de variable descrito en la Ecuación 82, obtenemos una función de transferencia $h(t, \tau)$ que llamaremos respuesta impulsional cronovariable. Esta función de transferencia se puede interpretar como la respuesta del canal a un impulso generado τ segundos antes [Bello]. Así podemos relacionar la envolvente compleja de la salida del filtro con la envolvente compleja de entrada mediante la Ecuación 82. Como el canal debe ser causal el límite inferior de la integral debe ser 0 y el límite superior se puede tomar igual a un tiempo de observación finito T . En cualquier caso podemos dejar los límites originales y suponer que el

integrando es cero en aquellas zonas de forma que se asegure la causalidad del sistema ($h(t,\tau)=0$ para τ menores de cero).

$$s = t - \tau$$

Función de transferencia en el dominio temporal

$$h(t, \tau) = K_1(t, t - \tau)$$

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)h(t, \tau)d\tau$$

Ecuación 82

Podemos representar de modo gráfico la operación descrita en la Ecuación 82 de forma que obtenemos la Figura 3.49. En este esquema el canal está formado por una serie de difusores de la señal que proveen retrasos en el rango diferencial $[\tau, \tau+d\tau]$ multiplicados por una ganancia diferencial. La suma, es decir la integral, de todas las contribuciones diferenciales forma la señal de salida. Debido a que primero retrasamos la señal de entrada y luego se aplica la función de transferencia, también se denomina a dicha función de transferencia función de ensanchamiento del retardo a la entrada.

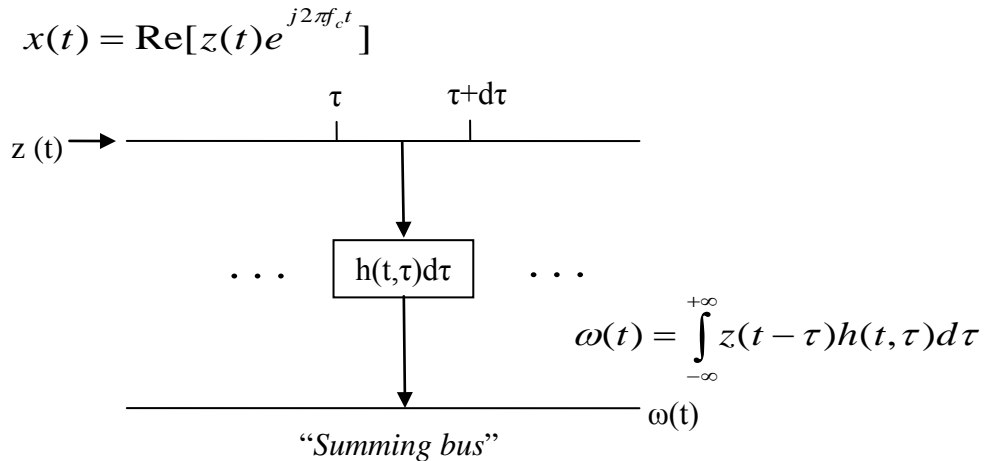


Figura 3.49 Función de transferencia en el dominio temporal. Función de ensanchamiento de retardo a la entrada

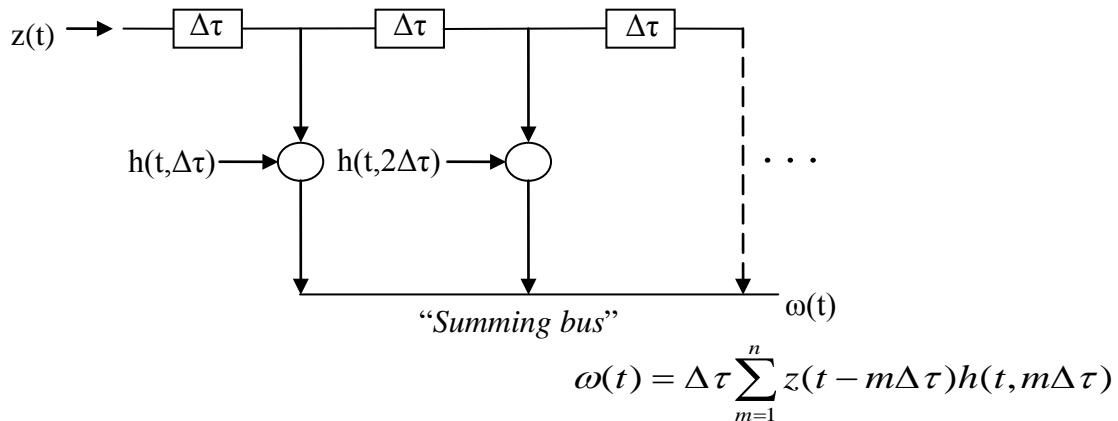


Figura 3.48 Modelo del canal con elementos de retardo.

El funcionamiento de esta función de transferencia se aprecia mejor si expresamos la integral de convolución de la Ecuación 82 como un sumatorio de términos (ver Figura 3.48). La señal es retardada en incrementos de τ y multiplicada por la función del canal correspondiente. La suma de todas las contribuciones forma la señal de salida $w(t)$.

3.2.2 Función en el dominio de la frecuencia.

La descripción del canal también se puede realizar mediante una función de transferencia, $K_2(f,l)$ en la Ecuación 81, que tenga como variables independientes dos variables frecuenciales. Esta función es dual respecto de la función impulsional cronovariante ya que la descripción para la entrada y la salida es dual. Aplicando transformaciones semejantes a las realizadas con la primera función de transferencia se obtiene la función $H(f,\nu)$ que relaciona el espectro de la señal de salida con el espectro de la señal de entrada. El espectro de la señal de salida $W(f)$ se calcula como la superposición de réplicas del espectro de entrada $Z(f)$ filtradas y desplazadas en frecuencia debido al desplazamiento Doppler [Bello]. El espectro se calcula de este modo según la expresión mostrada a continuación:

$$W(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f - \nu)H(f - \nu, \nu)d\nu$$

Ecuación 83

En $H(f,\nu)$ la variable de desplazamiento frecuencial ν se puede asimilar al desplazamiento Doppler experimentado en el canal. En la Figura 3.50 se representa gráficamente la operación realizada por esta función de transferencia. La señal de entrada en el dominio de la frecuencia es filtrada en primer lugar, una vez filtrada se aplica un desplazamiento frecuencial diferencial. La integral final incluye el efecto de todas las contribuciones frecuenciales.

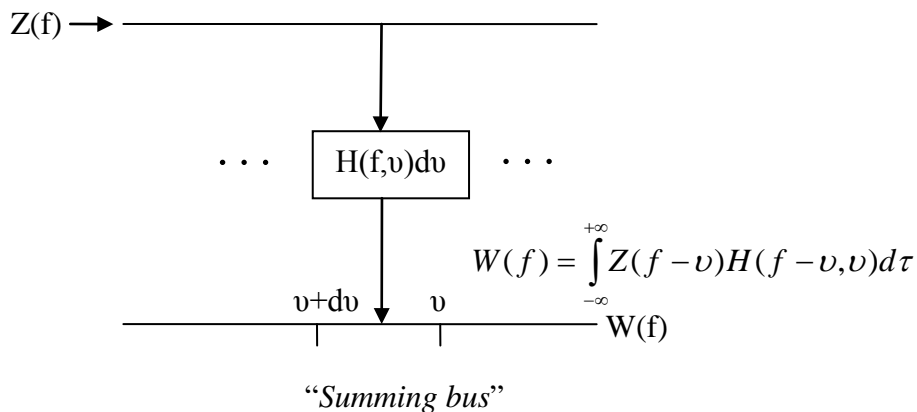


Figura 3.50 Función de transferencia en el dominio frecuencial
Función de ensanchamiento de Doppler a la salida

De modo análogo a la respuesta impulsional cronovariante también podemos expresar la integral como un sumatorio. Ahora el desplazamiento en frecuencia es discreto. Como dicho desplazamiento se produce a la salida del canal a esta función se le llama función de transferencia de ensanchamiento Doppler a la salida.

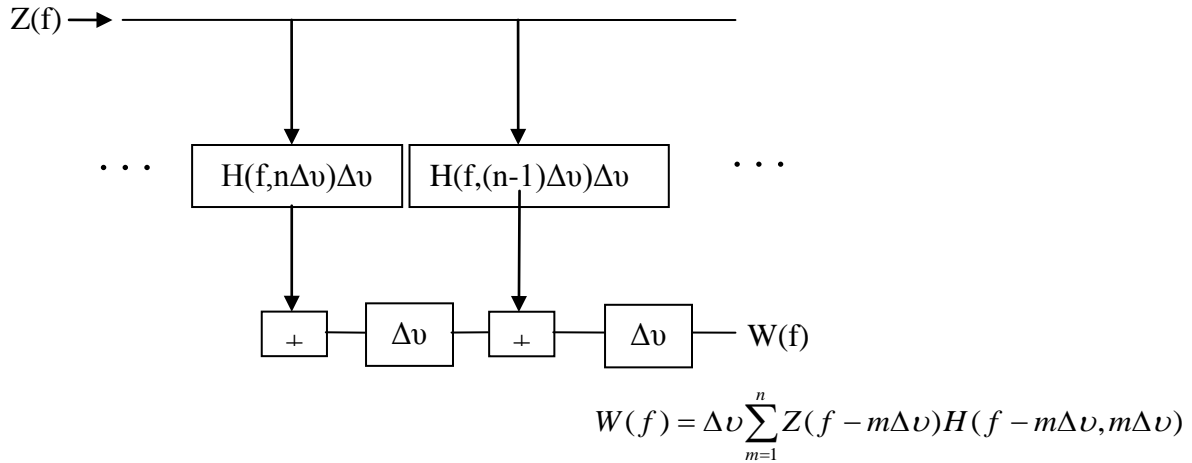


Figura 3.51 Modelo del canal con elementos desplazados de frecuencia.

3.2.3 Función de transferencia cronovariante.

La señal de salida en el dominio temporal se puede expresar en función del espectro de la señal de entrada. Este caso corresponde a la función de transferencia $K_3(f,t)$ de la Ecuación 81. Además existe otra función de transferencia, $K_4(t,f)$, que posee la variable frecuencia y la variable tiempo como variables independientes. La función de transferencia cronovariante $T(f,t)$ recoge la primera forma de representar el funcionamiento del canal [Zadeh]. La relación de entrada-salida viene dada por [Bello]:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f)T(f,t)e^{j2\pi ft}df$$

Ecuación 84

Para obtener la función de salida hay multiplicar el espectro de la señal de entrada por la función de transferencia cronovariante y a continuación realizar una transformada de Fourier inversa para pasar al dominio del tiempo.

La función de transferencia cronovariante es la transformada de Fourier de la función de ensanchamiento del retardo a la entrada $h(t,\tau)$ respecto de la variable de retardo τ (ver Ecuación 85). También es la transformada inversa de Fourier de la función de ensanchamiento Doppler a la salida respecto a la variable de desplazamiento Doppler ν (ver Ecuación 85). $T(f,t)$ puede ser considerada como la característica de transferencia frecuencial del canal en función del tiempo.

$$T(f,t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t,\tau)e^{-2\pi f\tau}d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f,\nu)e^{j2\pi\nu t}d\nu$$

Ecuación 85

3.2.4 Función de ensanchamiento Doppler/retardo.

Las anteriores funciones de transferencia incluían o retardo o el desplazamiento Doppler considerados, bien en la entrada bien en la salida. Como en el

canal real tenemos los ensanchamientos temporal y frecuencial simultáneamente es interesante obtener una función de transferencia que los represente conjuntamente. La función $S(\tau, \nu)$ es una función de transferencia de retardo a la entrada y ensanchamiento Doppler a la salida.

Se puede demostrar que la función de ensanchamiento del retardo a la entrada es la transformada de Fourier inversa de $S(\tau, \nu)$ respecto de la variable desplazamiento Doppler ν . O dicho de otra forma, la función $S(\tau, \nu)$ es la transformada de Fourier de $h(t, \tau)$ respecto de la variable tiempo t . De este modo definimos $S(\tau, \nu)$ como:

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu$$

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) h(t, \tau) d\tau$$

$$w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau$$

Ecuación 86

La salida en el dominio temporal se puede calcular sustituyendo la primera línea de la Ecuación 86 en la segunda línea. La señal de salida es la suma de elementos retardados y desplazados en frecuencia. Cada elemento o señal es retardado en el intervalo $(\tau, \tau+d\tau)$ y desplazado en frecuencia $(\nu, \nu+d\nu)$ con una amplitud diferencial $S(\tau, \nu)d\tau d\nu$. Esta función por tanto representa el efecto dispersivo del canal tanto en el tiempo debido al retardo como en la frecuencia debido al desplazamiento Doppler.

Relaciones entre las funciones de sistema en distintos dominios.

En la Figura 3.52 se relacionan las funciones de transferencia vistas mediante transformadas de Fourier [Parsons]. Cada par de funciones bidimensionales se relacionan con una transformada de Fourier respecto de una de las variables tiempo, frecuencia, retardo o desplazamiento Doppler. Como cada función tiene dos variables, cada par de funciones relacionadas directamente tendrán una variable en común.

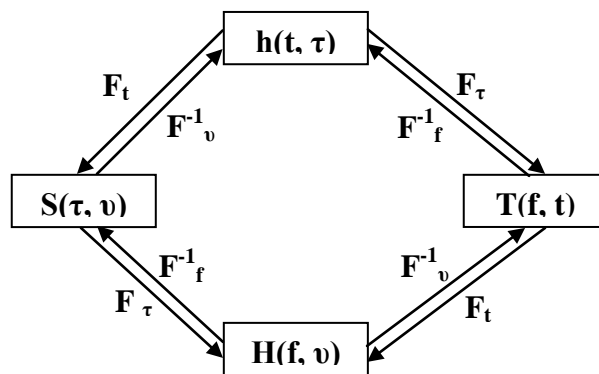


Figura 3.52 Relaciones entre las funciones de transferencia

3.3 Canales cronovariantes aleatorios.

3.3.1 Funciones de correlación del canal.

Hasta ahora hemos considerado que el canal es determinista, sin embargo las características de los canales reales varían de forma aleatoria. Por lo tanto, las funciones de transferencia del sistema ya estudiadas en el apartado 3.2 se convierten en procesos estocásticos. Para caracterizar de forma exacta de los mencionados canales sería necesario conocer las funciones de densidad de probabilidad conjuntas para cada una de las funciones del canal. Sin embargo, este enfoque requiere de información sobre las funciones del sistema que no se posee habitualmente. Una forma realista de caracterizar estos canales consiste en calcular las funciones de correlación para cada una de las funciones de transferencia [Bello]. Este procedimiento permite además calcular la función de autocorrelación a la salida del sistema. Si la salida es un proceso gaussiano entonces su descripción con la media y la función de autocorrelación es estadísticamente completa.

Si el proceso paso-banda se representa mediante la envolvente compleja se demuestra que la función de autocorrelación se define como [Parsons]:

$$R_z(t, s) = E[z(t)z^*(s)]$$

Ecuación 87

Las funciones de correlación de las cuatro funciones del canal se calculan de forma análoga, de modo que obtenemos:

$$\begin{aligned} E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)] &= R_h(t, s; \tau, \eta) \\ E[H(f, \nu)H^*(m, \mu)] &= R_H(f, m; \nu, \mu) \\ E[T(f, t)T^*(m, s)] &= R_T(f, m; t, s) \\ E[S(\tau, \nu)S^*(\eta, \mu)] &= R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) \end{aligned}$$

Ecuación 88

Hay que tener en cuenta que las variables τ y η son variables de retardo temporal y que las variables ν y μ son variables de desplazamiento frecuencial. La función de autocorrelación de salida se puede calcular a partir de la señal de entrada y las funciones de correlación del sistema anteriores. Utilizando la función de ensanchamiento de retardo a la entrada $h(t, \tau)$ podemos calcular la autocorrelación como:

$$R_w(t) = E[w(t)w^*(s)] = E \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta)h(t, \tau)h^*(s, \eta)d\tau d\eta \right]$$

Ecuación 89

Si $z(t)$ es determinista, entonces la ecuación anterior se convierte en:

$$\begin{aligned} R_w(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta)E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)]d\tau d\eta \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t-\tau)z^*(s-\eta)R_h(t, s; \tau, \eta)d\tau d\eta \end{aligned}$$

Ecuación 90

En la práctica la función de correlación R_h se puede determinar a partir de medidas de la respuesta impulsional $h(t, \tau)$. Hasta ahora hemos visto el modo en que los canales deterministas o aleatorios deben ser caracterizados. En los tres siguientes puntos aplicaremos los conocimientos generales a casos específicos correspondientes a canales prácticos que están sujetos a ciertas restricciones.

3.3.2 Canal estacionario en sentido amplio (WSS).

Un proceso estocástico se considera estacionario si los estadísticos que lo caracterizan no dependen del tiempo. Los canales reales pueden considerarse estacionarios en periodos de tiempo cortos o en distancias pequeñas. Aunque dichos canales no son estacionarios en sentido estricto, se pueden considerar como estacionarios en sentido amplio o débilmente estacionarios. Los canales estacionarios (“*Wide-Sense Stationary*” o WSS) tienen la propiedad de que las funciones de correlación del canal son invariantes para una traslación en el tiempo, es decir, las funciones de correlación no van a cambiar durante un corto intervalo de tiempo. De este modo las funciones de correlación, dependen únicamente de la separación temporal ξ :

$$\begin{aligned} R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) &= R_h(\xi; \tau, \eta) \\ R_T(f, m; t, t + \xi) &= R_T(f, m; \xi) \\ \xi &= s - t \end{aligned}$$

Ecuación 91

Se puede demostrar que los canales WSS dan lugar a procesos de “*scattering*” incorrelados en el dominio de la frecuencia:

$$\begin{aligned} R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) &= \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \eta; \nu) \\ R_H(f, m; \nu, \mu) &= \delta(\nu - \mu) P_H(f, m; \nu) \end{aligned}$$

Ecuación 92

donde P_S y P_H son las densidades espectrales de potencia de R_S y R_H . Las densidades espectrales de potencia son las transformadas de Fourier de las funciones de correlación respecto a la variable temporal ξ . En términos de un canal compuesto por diferentes elementos que difunden la señal transmitida, la incorrelación en R_S implica que las contribuciones debidas a esos elementos diferentes están incorreladas si producen desplazamientos Doppler distintos. En términos de un modelo secuencia de filtros lineales del canal, la incorrelación en R_H implica que las funciones de transferencia de los filtros lineales aleatorios de la Figura 3.51 están incorreladas si poseen desplazamientos Doppler diferentes [Parsons].

3.3.3 Canal de “*scattering*” incorrelado (US).

Un canal de “*scattering*” incorrelado (“*Uncorrelated Scattering*”, US) se define como aquel en el que las contribuciones de los difusores elementales con diferentes retardos de propagación están incorreladas. La troposfera o la reflexión en la Luna han sido modeladas como un conjunto continuo de elementos difusores de la señal incorrelados respecto al retardo. Por lo tanto, las funciones de correlación R_h y R_S en este tipo de canales son:

$$\begin{aligned} R_h(t, s; \xi, \eta) &= \delta(\eta - \xi) P_h(t, s; \xi) \\ R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) &= \delta(\eta - \tau) P_S(\tau, \nu; \mu) \end{aligned}$$

Ecuación 93

La interpretación física de las funciones de correlación de la Ecuación 93 es similar a la realizada para las funciones R_S y R_H . Ahora la incorrelación de R_S en el dominio del tiempo implica que el canal está formado por diferentes elementos que difunden la señal y cuyas contribuciones se encuentran incorreladas si tienen distintos retardos. La incorrelación en R_h implica de nuevo que las funciones de transferencia de los filtros lineales aleatorios, en este caso de la Figura 3.48, están incorreladas si presentan retardos diferentes.

Los canales WSS y los canales US son duales en tiempo-frecuencia. Así, los canales US poseen a su vez la propiedad de estacionariedad de las funciones de correlación del canal en el dominio de la frecuencia. Por ello, dichas funciones de correlación son invariantes respecto a un cambio en frecuencia, solo dependen de la separación frecuencial Ω . Por lo tanto:

$$\begin{aligned} R_T(f, f + \Omega; t, s) &= R_T(\Omega; t, s) \\ R_H(f, f + \Omega; \nu, \mu) &= R_H(\Omega; \nu, \mu) \\ \Omega &= m - f \end{aligned}$$

Ecuación 94

Como hemos visto los canales US pueden ser considerados WSS en el dominio de la frecuencia ya que las funciones de correlación dependen de la diferencia de frecuencias $m-f$. Del mismo modo los canales WSS pueden ser considerados como canales US en el dominio de la frecuencia ya que las funciones de correlación están incorreladas en el dominio del desplazamiento Doppler.

3.3.4 Canal de "scattering" incorrelado estacionario en sentido amplio (WSSUS).

Como su propio nombre indica este canal combina los dos comportamientos anteriores. Es el tipo de canal más simple ya que posee dispersión incorrelada tanto en el retardo como en el desplazamiento Doppler. Además, es estacionario tanto en el tiempo como en la frecuencia. Podemos calcular las funciones de correlación aplicando las propiedades de los canales WSS y de los canales US, así:

$$\begin{aligned} R_h(t, s; \tau, \eta) &= R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = R_h(\xi; \tau, \eta) && \text{Por ser WSS} \\ R_h(\xi; \tau, \eta) &= \delta(\tau - \eta)P_h(\xi, \tau) && \text{Por ser US} \\ R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) &= \delta(\nu - \mu)P_S(\tau, \eta; \nu) && \text{Por ser WSS} \\ R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) &= \delta(\nu - \mu)\delta(\tau - \eta)P_S(\tau; \nu) && \text{Por ser US} \\ R_T(f, m; t, s) &= R_T(\Omega; \xi) \\ R_H(f, m; \nu, \tau) &= \delta(\nu - \mu)P_H(\Omega, \nu) \end{aligned}$$

Ecuación 95

Los canales WSSUS son el caso más simple de canal móvil radio que puede ser representado mediante funciones de correlación. Afortunadamente, muchos canales radio, como por ejemplo los canales que aparecen en sistemas de comunicación celulares urbanos, son de este tipo [Parsons].

3.4 Parámetros de canal radio.

Los canales WSSUS están definidos por las funciones de correlación de la Ecuación 95. Estas funciones de correlación permiten obtener la función de autocorrelación de la envolvente compleja de la señal de salida R_w [Parsons]. En la práctica para caracterizar este tipo de canales se recurre a la medida de las funciones de correlación en el dominio del tiempo y de la frecuencia. En el Capítulo 4 veremos algunas de estas técnicas. De las medidas realizadas se extraen una serie de parámetros (estadísticos) que determinarán el carácter de la función de correlación y por tanto del canal. De este modo, podremos comparar de forma práctica y sencilla los diversos tipos de canal. Podremos determinar hasta qué punto el canal bajo estudio es de tipo WSSUS y estudiar los efectos dispersivos y de desvanecimiento en la señal transmitida. Así, estos parámetros permitirán al diseñador del sistema móvil tomar las decisiones oportunas para lograr una comunicación satisfactoria. Los parámetros que caracterizan el canal radio se miden tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia y como veremos en los siguientes apartados los parámetros en ambos dominios están relacionados.

3.4.1 Parámetros de dispersión en el dominio del tiempo.

El canal radio en el dominio del tiempo puede ser caracterizado con la función de correlación $R_h(t,s;\tau,\eta)$. Como vimos en la Ecuación 95 esta función de correlación se reduce a una densidad de potencia P_h que depende del tiempo y del retardo. A esta densidad de potencia se le denomina “*Power delay profile*” (PDP) o Perfil de retardo normalizado. Para caracterizar el PDP se recurre a la estima de tres parámetros, dos de ellos estadísticos, que definirán al canal en el dominio del tiempo. El PDP se obtiene lógicamente a partir de la función de respuesta al impulso cronovariante $h(t,\tau)$. Para medir o predecir $h(t,\tau)$ se transmite un pulso $p(t)$ de muy corta duración, de modo que se puede considerar que es equivalente a una delta de Dirac. Este pulso permite discernir las diferentes réplicas que llegan al receptor aunque lleguen con retardos próximos. Una vez obtenida la función de ensanchamiento del retardo a la entrada, el PDP se calcula como:

$$PDP = k |h(t, \tau)|^2$$

Ecuación 96

donde k es una constante que relaciona la potencia del pulso transmitido $p(t)$ respecto a la potencia total recibida en el perfil de retardo normalizado. Debido a que el canal es aleatorio, para realizar una medida certera del PDP se deben llevar a cabo varias medidas instantáneas del PDP en un área local. El perfil de retardo normalizado final se halla promediando las mencionadas medidas. Además se debe evitar que el muestreo de cada medida instantánea corresponda a una medida de gran escala. Para ello, dependiendo de la resolución del método empleado en la medida del PDP y del tipo de canal estudiado, se suelen elegir muestras separadas por $\lambda/4$ o sobre movimientos del receptor no superiores a los seis metros en canales en espacios abiertos y no superiores a los dos metros en entornos en el interior de edificios.

La función de respuesta al impulso $h(t,\tau)$ se suele discretizar para representarla de forma más clara y para identificar mejor las réplicas que llegan al receptor [Rappaport]. Así, el eje de retardo τ se divide en N intervalos de igual anchura $\Delta\tau$. El primer intervalo tendrá una duración $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_0$, el segundo una duración igual y transcurrirá desde τ_1 hasta τ_2 y así sucesivamente. Por convención se toma $\tau_0 = 0$, $\tau_1 = \Delta\tau$, $\tau_2 = 2\Delta\tau, \dots, \tau_i = i\Delta\tau$ con $i=0$ hasta N . Al tomar el primer retardo igual a 0 se produce una

redefinición del origen de tiempos de retardo [Rappaport], ahora los retardos son relativos respecto al retardo de la primera réplica. Por ello la variable retardo también se le denomina exceso de retardo para indicar que es el retardo total de una réplica es su exceso de retardo más el retardo real de la primera réplica. La discretización provoca que cualquier número de réplicas multicamino recibidas dentro del intervalo i -ésimo sean representadas por una única componente multicamino que tiene un retardo (o exceso de retardo) τ_i . Como la señal recibida consiste en una serie de réplicas atenuadas, retrasadas y con cambios en la fase de la señal transmitida, la función de respuesta al impulso se expresa como:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) e^{j2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)} \delta(\tau - \tau_i(t))$$

Ecuación 97

donde $a_i(t, \tau)$ es la amplitud de la réplica i -ésima en el instante t . El cambio de fase está compuesto por dos términos: $2\pi f_c \tau_i(t)$ representa el cambio de fase debido a la propagación por el espacio y el término genérico $\phi_i(t)$ que incluye todos los cambios de fase provocados por los mecanismos de propagación. La delta de Dirac $\delta(\tau - \tau_i)$ permite que la contribución i -ésima solo se refiera a la señal transmitida en el instante $z(t - \tau_i)$, afectada en su módulo por el término $a(t, \tau_i)$. Hay que recordar $h(t, \tau)$ es la respuesta a un impulso generado τ segundos antes, es decir, para un instante de tiempo t_j indica todos los valores de la señal transmitida anteriores a t_j que influyen en el cálculo de la señal recibida en el instante t_j .

En la Figura 3.53 se observa un ejemplo de función de respuesta al impulso $h(t, \tau)$. Existen intervalos de retardo, como por ejemplo τ_2 en el tiempo t_0 , en los que $a(t, \tau)$ es cero y por tanto no existe ninguna componente multicamino. Si se asume que el canal es invariante en el tiempo, o por lo menos es estacionario en sentido amplio en un periodo pequeño o a lo largo de una distancia corta, entonces la función de respuesta al impulso se puede simplificar como:

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{j2\pi f_c \tau_i + \phi_i(\tau)} \delta(\tau - \tau_i)$$

Ecuación 98

Una vez calculada la función $h(t, \tau)$ se puede obtener el PDP según la Ecuación 96. El primer parámetro temporal del PDP es el exceso de retardo medio (“*mean excess delay*”). Se define como el primer momento del PDP y su expresión, si hemos discretizado los ejes, es:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}$$

Ecuación 99

Si el PDP no fuera discreto sino una función continua entonces la suma se transformaría en una integral. Este primer parámetro nos ofrece una idea del valor medio del exceso del retardo.

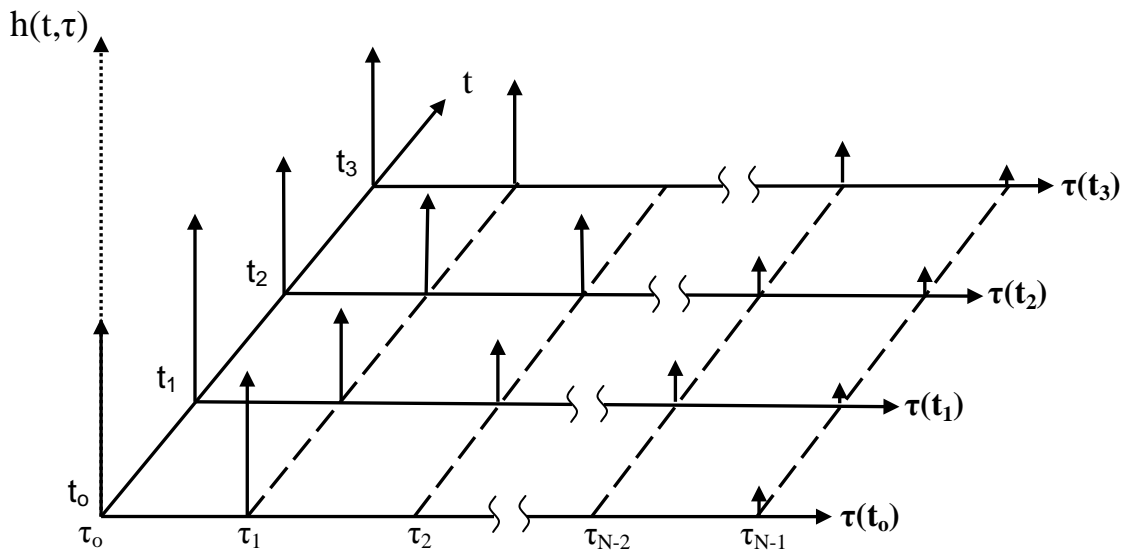


Figura 3.53. Ejemplo de función de repuesta al impulso del canal en la que se han discretizado los ejes temporales.

Tal como se observa en la Ecuación 99 las réplicas con mayor potencia (a_k^2) tienen una influencia mayor en el exceso de retardo máximo de modo que este “valor medio” se desplazará hacia estas réplicas.

El segundo parámetro es el valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo (“*rms delay spread*”). Corresponde a la raíz cuadrada del segundo momento del PDP y su expresión es:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2}$$

donde

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}$$

Ecuación 100

Este parámetro nos da una idea del “ensanchamiento” del retardo en torno al exceso de retardo medio, es decir, de la cantidad y potencia de las réplicas multicamino. Dos PDPs pueden tener un exceso de retardo medio similar y sin embargo dos valores de ensanchamiento muy diferentes. Aquel que tenga más réplicas multicamino o bien un número similar de réplicas pero dotadas todas ellas con una potencia parecida poseerá el mayor valor cuadrático medio de “ensanchamiento”. Cuantas más réplicas existan y más potencia posean, mayor será el valor del parámetro de ensanchamiento.

Estos dos parámetros son complementados con un tercer parámetro no estadístico denominado ensanchamiento del exceso del retardo o exceso del retardo máximo (“*maximum excess delay*”). Se define como el máximo retardo en el que la potencia cae hasta una cierta cantidad de dBs (X en la Ecuación 101) por debajo del máximo de potencia en el PDP. Entre el retardo inicial (que es cero si tomamos el exceso de retardo) y el exceso de retardo máximo existirán réplicas que caerán por

debajo del límite tomado (máximo de potencia $-X$). El exceso de retardo máximo es el último retardo en el que la potencia está por encima del límite mencionado. En la Ecuación 101 se observa cómo se calcula este parámetro. El retardo τ_0 indica el instante en el que llega la primera señal y τ_m es el retardo en el que se alcanza el máximo de potencia. Este tercer parámetro se expresa como $\tau_x - \tau_0$. A partir de τ_x todas las componentes del PDP tendrán una potencia menor que el valor límite tomado.

$\tau_x \rightarrow$ máximo retardo se alcanzan X dB por debajo del máximo

$\tau_0 \rightarrow$ instante en el que llega la primera señal

$\tau_m \rightarrow$ se alcanza el máximo

Ensanchamiento del exceso del retardo = $\tau_x - \tau_0$

Ecuación 101

Este parámetro indica el periodo temporal en el que la señal está por encima de un umbral determinado de potencia. Todos estos parámetros dependen de la elección de un umbral que sirve para diferenciar el ruido térmico de las componentes multicamino recibidas. Si el umbral de ruido toma un valor muy pequeño entonces el ruido térmico se procesará como señal multicamino, el valor de los parámetros temporales se elevará artificialmente. Si por el contrario el umbral es demasiado elevado, despreciaremos varias réplicas multicamino de forma que los parámetros temporales se verán reducidos.

En la Figura 3.54 se muestra un ejemplo de un PDP real correspondiente a una campaña de medidas realizadas en un entorno rural. El umbral de ruido es igual al valor máximo de potencia menos 50 dBs. Este umbral permite diferenciar las réplicas, que se sitúan en los “picos” de la función, del ruido que contamina la medida. El máximo alcanza un valor de -112 dB. Si existe visión directa, entonces el máximo corresponderá a alguno de los rayos directos, generalmente al primero en llegar. Cualquier otra réplica, proveniente de una reflexión o difracción (simple o múltiple) o de una combinación de ambas, habrá recorrido una distancia mayor que el rayo directo por lo que la atenuación será mayor. Además, como vimos en el Capítulo 2 la señal producida por los procesos de reflexión, difusión y difracción posee una potencia menor que la señal que impacta en el objeto difusor³.

El exceso de retardo medio toma un valor de 0.09 microsegundos. Con más propiedad se debería hablar en este ejemplo de retardo medio, ya que el eje de retardos del PDP no está normalizado respecto al retardo de la primera réplica. Como se aprecia en la Figura 3.54 este valor medio es muy cercano al retardo del máximo. En dicho parámetro temporal influye tanto el valor de retardo de las réplicas como su valor de potencia. En este caso, aunque existan pocas réplicas con retardos pequeños, al tener éstas valores elevados de potencia influyen mucho en el exceso de retardo medio. Existen muchas réplicas con retardos grandes (mayores que las primeras réplicas) pero poseen potencias pequeñas. Por tanto, a pesar de que son muchas, su influencia está ponderada por su valor de potencia, que es pequeño.

³ Excepto en el caso de que la reflexión se produzca en un metal. Aquí, objeto difusor equivale a cualquier objeto que provoca reflexión, difracción o difusión.

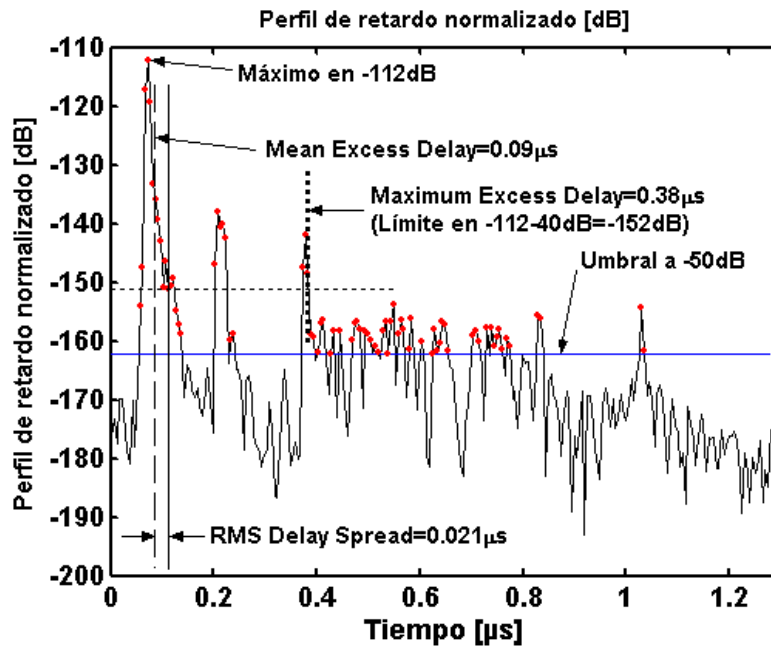


Figura 3.54 Ejemplo de Perfil de retardo normalizado (PDP). Los puntos indican aquellas muestras que superan el umbral de ruido. Para calcular el exceso de retardo máximo (Maximum Exceso Delay) se ha tomado un valor de -40dB que debe ser restado al valor máximo de -112dB para determinar el límite.

El valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo vale en este ejemplo 0.021 microsegundos. Como vimos en la Ecuación 100 la potencia de las réplicas también influye en este parámetro temporal. A pesar de que existen muchas réplicas, el ensanchamiento no es grande. Esto es debido a que las réplicas con mayores retardos tienen poca potencia. Si la potencia de estas réplicas creciera entonces el ensanchamiento aumentaría. Incluso si éstas desaparecieran pero surgieran nuevas réplicas que, aunque teniendo retardos menores, tuvieran mayor potencia, el ensanchamiento podría aumentar. En general, este parámetro toma valores del orden de microsegundos en entornos abiertos y del orden de nanosegundos en entornos “indoor” (dentro de edificios).

El exceso de retardo máximo vale 0.38 microsegundos. El límite para determinar este parámetro toma un valor de -152 dB, fruto de restar $X=40$ dB al valor máximo. Como se aprecia en la Figura 3.54, el retardo máximo corresponde a la última réplica cuya potencia es superior al valor límite. Más allá de ella todas las réplicas quedan por debajo del límite. Entre la réplica de mayor potencia y la réplica del retardo máximo existen contribuciones con una potencia menor que el límite. Pero estas réplicas (o las inmediatamente anteriores con potencia mayor que el límite) no determinan el retardo máximo, debido a que existen réplicas tras ellas que superan de nuevo el valor límite.

Como hemos mencionado el valor de umbral diferencia las réplicas significativas del ruido. En el PDP bajo estudio, el umbral es -162 dB (-112-50). Si por ejemplo el umbral hubiera tomado un valor de -180, casi todos los valores de la señal continua dibujada en la Figura 3.54 hubiesen sido tomados como muestras en el cálculo de los parámetros temporales. El valor medio así como el ensanchamiento habrían aumentado en cierta medida. Si por el contrario el umbral hubiese tomado un valor elevado de, por ejemplo, -130 dB, entonces tan solo se contarían con tres réplicas. El

valor medio se reduciría y el ensanchamiento sería mucho menor. En este caso, el retardo máximo cambiaría ya que tomaría el valor de retardo de la tercera réplica.

3.4.2 Ancho de banda de coherencia.

El primero de los parámetros en el dominio de la frecuencia que vamos a definir es el ancho de banda de coherencia (B_c). Este parámetro es una medida estadística del rango de frecuencias en el que el canal se puede considerar “plano”, es decir, el ancho de banda en el que el canal tiene una ganancia (aproximadamente) constante y una fase lineal [Rapaport]. Las amplitudes de todas las componentes frecuenciales de la señal transmitida que se encuentren dentro del ancho de banda de coherencia estarán afectadas del mismo modo.

Si dos componentes frecuenciales del canal poseen una amplitud similar entonces tendrán una correlación elevada. Por tanto, también podemos definir el ancho de banda de coherencia como el rango de frecuencias en el que dos componentes frecuenciales presentan una correlación elevada. Si dos componentes frecuenciales del canal se encuentran alejadas un ancho de banda superior a B_c , su correlación será pequeña ya que tendrán amplitudes diferentes (además de un cambio en la fase no lineal). Como la respuesta espectral de canal se obtiene a partir de la transformada de Fourier del PDP es lógico pensar que los parámetros en el dominio del tiempo estarán relacionados de modo inverso con los parámetros en el dominio de la frecuencia. Si el ancho de banda de coherencia se define como el rango de frecuencias para el que la correlación entre componentes frecuenciales está por encima del 90% entonces B_c es aproximadamente [Rapaport]:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$$

Ecuación 102

Como se aprecia en la anterior ecuación, el ancho de banda de coherencia es inversamente proporcional al valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo. La constante que multiplica al parámetro temporal está relacionada con el grado de correlación exigido a las componentes frecuenciales. Así, si el grado de correlación desciende hasta el 50% el ancho de banda de coherencia se calcula como:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}$$

Ecuación 103

Estas fórmulas son aproximaciones. No existe una relación exacta entre B_c y σ_τ . Para estudiar el impacto del efecto multicamino en el espectro de la señal recibida es necesario estudiar la respuesta en frecuencia del canal bajo estudio. Esta respuesta espectral de canal se puede calcular bien con la transformada de Fourier del PDP bien con la función de transferencia cronovariante $T(f,t)$.

3.4.3 Parámetros de dispersión en el dominio de la frecuencia.

En el punto anterior hemos definido un parámetro en el dominio de la frecuencia relacionado con la dispersión temporal debida al efecto multicamino. Al igual que en dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia podemos definir una serie de parámetros que midan la dispersión. Este ensanchamiento o dispersión

frecuencial es debido al movimiento del receptor. En efecto, si un receptor se desplaza a cierta velocidad respecto del transmisor, se produce un desplazamiento de la frecuencia de la señal transmitida debido al efecto Doppler tal como vimos en el apartado 2.1. Si transmitimos un tono sinusoidal puro de frecuencia f_c , la señal que llega al receptor aparecerá desplazada f_d Hz, es decir, la frecuencia final será $f_c \pm f_d$. Por lo tanto, se produce un ensanchamiento del espectro de la señal transmitida que denominaremos B_d . Dicho desplazamiento o ensanchamiento depende de la velocidad, de la frecuencia y del ángulo entre la dirección del movimiento del receptor y la dirección de llegada de la onda electromagnética (ver Ecuación 6 del punto 2.1). Cuanta mayor sea la velocidad del receptor mayor será el desplazamiento en el dominio de la frecuencia. Si el receptor permanece quieto puede existir desplazamiento Doppler significativo si los elementos del canal se mueven a suficiente velocidad. En general, el desplazamiento Doppler debido al movimiento receptor prevalece sobre los desplazamientos Doppler debidos a los elementos del canal.

Existen diversas formas de evaluar B_d . El ensanchamiento se puede igualar simplemente al máximo desplazamiento Doppler:

$$f_m = \frac{v}{\lambda}$$

Ecuación 104

El ensanchamiento frecuencial también se puede calcular de forma análoga al ensanchamiento temporal, con fórmulas como las mostradas en el apartado 3.4.1. Para ello debemos obtener la función que relaciona la potencia con el desplazamiento Doppler, al igual que en el dominio del tiempo utilizábamos una función (PDP) que relaciona la potencia con el retardo. A la función en el dominio de la frecuencia la denominaremos "Power Doppler Profile" (PDoP). Esta función se halla a partir de la función de transferencia de ensanchamiento Doppler/retardo $S(\tau, \nu)$. Para simplificar la explicación consideraremos que, a pesar de que el receptor se desplaza, no existe variación con el retardo τ y que por tanto la única variable es el desplazamiento Doppler ν . Así la función de transferencia queda:

$$S(\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j2\pi\nu t} dt = TF_t \{h(t)\}$$

Ecuación 105

Conociendo la función de respuesta al impulso cronovariante podemos hallar la respuesta en función del desplazamiento Doppler. El PDoP será simplemente:

$$PDoP(\nu) = |S(\nu)|^2$$

Ecuación 106

En primer parámetro de dispersión frecuencial es el exceso de desplazamiento Doppler medio:

$$\bar{f}_d = \frac{\sum_k P(\nu_k) \nu_k}{\sum_k P(\nu_k)}$$

Ecuación 107

El valor cuadrático del ensanchamiento del desplazamiento Doppler es:

$$f_d^{rms} = \sqrt{\bar{f}_d^2 - (\bar{f}_d)^2}$$

donde

$$\bar{f}_d^2 = \frac{\sum_k P(v_k) v_k^2}{\sum_k P(v_k)}$$

Ecuación 108

Como este último parámetro nos ofrece una medida de la dispersión frecuencial se puede considerar a f_d^{rms} una medida del ensanchamiento frecuencial.

3.4.4 Tiempo de coherencia.

La dispersión espectral es debida al movimiento del receptor. El desplazamiento del receptor provocará un cambio en los elementos significativos del canal. Por tanto, es de esperar que la respuesta del canal en el dominio del tiempo cambie. Cuanto mayor sea la dispersión espectral, mayor será el cambio en el canal. Para medir la velocidad de esta evolución se define un parámetro temporal llamado tiempo de coherencia (T_c). Es el tiempo durante el cual la función impulsional cronovisible permanece invariante. El canal actúa de la misma forma en cualquier instante de tiempo que se encuentre dentro del tiempo de coherencia. Es decir, el número de réplicas multicamino, su amplitud y su fase serán aproximadamente iguales durante el tiempo de coherencia.

Expresado de otra forma, dos señales transmitidas con una separación temporal superior a T_c serán afectadas de diferente modo por el canal. Si por el contrario la separación es menor, entonces serán alteradas del mismo modo y por tanto estarán fuertemente correladas (si se envió la misma señal en los dos casos). Así, el tiempo de coherencia también se define como la máxima diferencia temporal en el que dos señales presentan una elevada correlación.

Al igual que el ancho de banda de coherencia, el tiempo de coherencia es inversamente proporcional al parámetro de dispersión correspondiente. Existen diversas fórmulas para evaluar el tiempo de coherencia, la primera de ellas consiste simplemente con considerar que T_c es el inverso del ensanchamiento Doppler:

$$T_c \approx \frac{1}{B_d}$$

Ecuación 109

Si se considera que el tiempo de coherencia es el periodo en el que existe un grado de correlación entre señales superior al 50% entonces se debe utilizar la siguiente ecuación:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi B_d}$$

Ecuación 110

Otra fórmula, que se suele aplicar en la planificación los sistemas de comunicaciones móviles modernos, es la que define T_c como la media geométrica de la Ecuaciones 30 y 31 [Rappaport]:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi B_d^2}} = \frac{0.423}{B_d}$$

Ecuación 111

3.5 Tipos de desvanecimiento en pequeña escala.

El tipo de desvanecimiento va a depender de la naturaleza de la señal transmitida respecto a las características del canal radio. La señal transmitida queda definida por el ancho de banda que ocupa y por el periodo de símbolo. El comportamiento del canal es determinado principalmente por dos factores: el efecto multicamino, que causa dispersión temporal y una limitación del ancho de banda utilizable, y el movimiento del receptor, que provoca desplazamiento Doppler y por tanto dispersión en frecuencia y una limitación en el dominio del tiempo. Estas limitaciones son debidas a que fuera de B_c y de T_c el canal cambia, es decir, el canal impone una selectividad en el dominio de la frecuencia y del tiempo respectivamente. Por tanto, cuando exista dispersión en uno de los dominios (f o t) habrá un desvanecimiento selectivo en el dominio recíproco (t o f respectivamente).

3.5.1 Desvanecimientos debidos a la dispersión temporal.

La dispersión temporal producirá un desvanecimiento en frecuencia bien selectivo o bien plano.

Desvanecimiento plano

Si el canal presenta una ganancia constante y una fase lineal a lo largo de un ancho de banda mayor que el ancho de banda de la señal transmitida entonces el desvanecimiento se considera plano. En la Figura 3.55 se observan las características en el dominio del tiempo y de la frecuencia de este canal. El espectro de la señal transmitida se preserva en el receptor. Como el ancho de banda de la señal transmitida es menor (más “estrecho”) que B_c a este tipo de canales también se les denomina canales de banda estrecha. La inversa de su ancho de banda, que en la Figura 3.55 equivale al periodo de símbolo de la señal transmitida⁴, debe ser mayor que el ensanchamiento del retardo del canal. Así, dicho ensanchamiento es despreciable frente a la duración de la señal transmitida. En este caso la función de transferencia $h(t,\tau)$ se puede aproximar por una delta con $\tau = 0$ (si tomamos el exceso del retardo). Que el periodo de símbolo sea mayor que el ensanchamiento del retardo no significa que la señal recibida en el dominio del tiempo no varíe con el tiempo. Debido al efecto multicamino en el receptor aparecerán ciertas réplicas de la señal transmitida, cada una con fases y amplitudes diferentes. La suma en fase o contrafase en diferentes instantes de tiempo producirá variaciones de la señal recibida. Por ello, a este tipo de canales también son canales de amplitud variable.

⁴ El inverso del ancho de banda de la señal no siempre es igual a la inversa del periodo de símbolo. La relación entre ambos valores depende de la modulación.

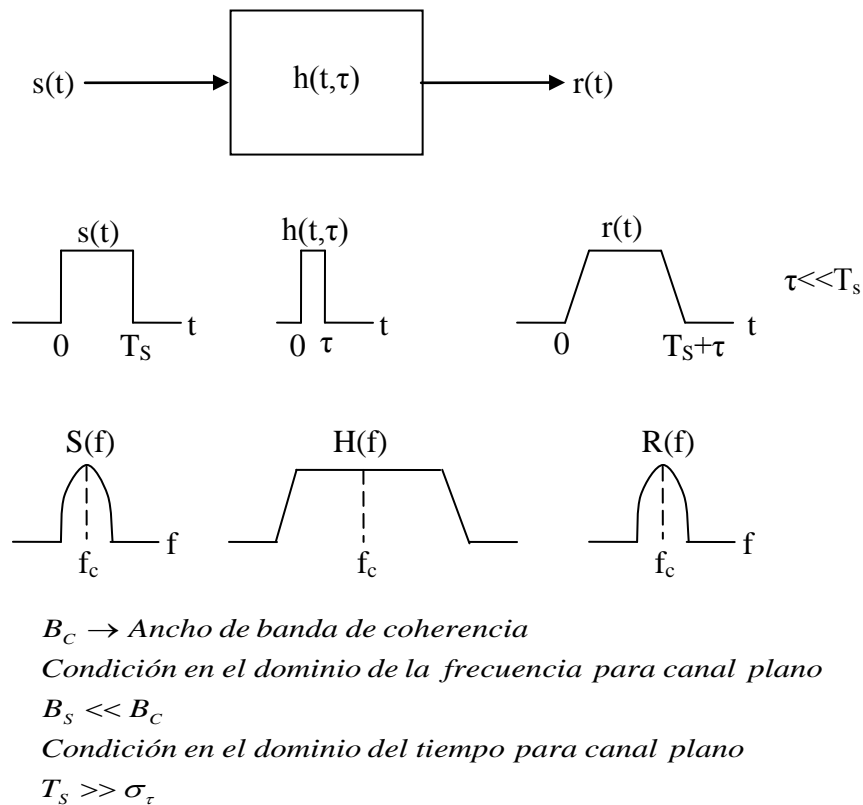
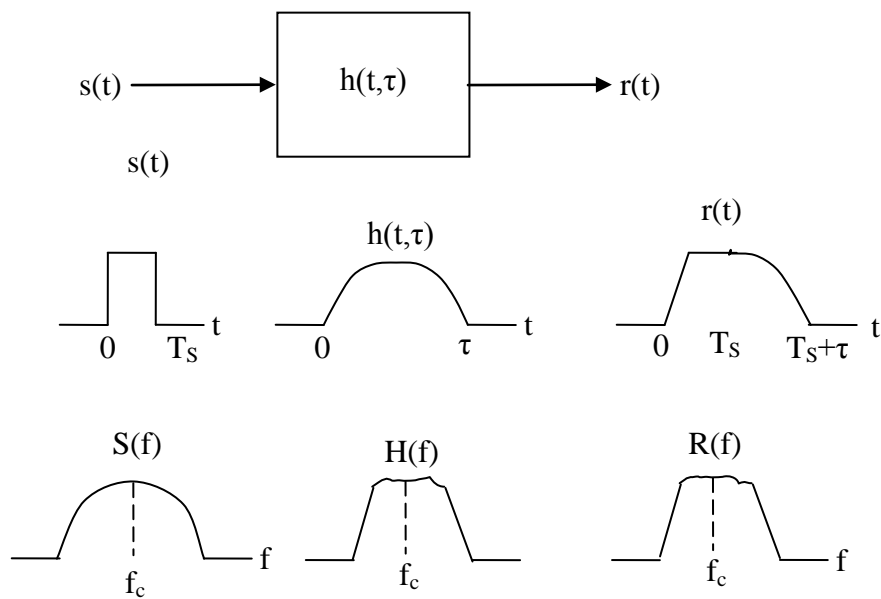


Figura 3.55. Características de un canal plano en frecuencia [Rappaport].

Desvanecimiento selectivo en frecuencia.

El desvanecimiento selectivo en frecuencia aparece cuando el canal tiene un ancho de banda de coherencia menor que el ancho de banda de la señal. Por lo tanto, las componentes frecuenciales del espectro de la señal transmitida serán alteradas de forma diferente, unas tendrán diferentes ganancias respecto de otras. Existe así una selectividad en frecuencia, el espectro de la señal transmitida no se preserva en el receptor (ver Figura 3.56). Como el ancho de banda de la señal es mayor que el ancho de banda en la respuesta al impulso del canal, se les denomina también canales de banda ancha. En el dominio del tiempo se cumple que el inverso del ancho de banda, que de nuevo asociamos con el periodo de símbolo, es menor o del mismo orden de magnitud que el ensanchamiento del retardo. La señal recibida en el tiempo estará compuesta por múltiples versiones de la señal transmitida, atenuadas y retardadas en el tiempo. La señal sufre una fuerte dispersión en el tiempo que puede llegar a producir interferencia entre símbolos (ISI). Este problema surgirá cuando el retardo de las réplicas supere el periodo de símbolo.



$B_c \rightarrow$ Ancho de banda de coherencia

Condición en el dominio de la frecuencia para canal selectivo en frecuencia

$$B_s > B_c$$

Condición en el dominio del tiempo para canal selectivo en frecuencia

$$T_s < \sigma_\tau$$

Regla para determinar la selectividad del canal

$$T_s \geq 10\sigma_\tau \rightarrow \text{Canal de desvanecimiento plano}$$

$$T_s < 10\sigma_\tau \rightarrow \text{Canal de desvanecimiento selectivo en frecuencia}$$

Figura 3.56. Características de un canal selectivo en frecuencia [Rappaport].

En la Figura 3.56 se observa cómo opera un canal selectivo en frecuencia y los criterios para determinar si el canal es plano o selectivo en frecuencia. Si el periodo de símbolo es aproximadamente un orden de magnitud mayor que el ensanchamiento del retardo entonces el canal se considera plano. Si no se cumple esta condición el canal se considera selectivo en frecuencia.

3.5.2 Desvanecimientos debidos a la dispersión espectral.

Dependiendo de la velocidad con la que cambia la señal en banda base respecto a la variación del canal, un canal puede ser clasificado como de desvanecimiento rápido o lento.

Desvanecimiento rápido del canal

En un canal de desvanecimiento rápido la respuesta del canal al impulso ($h(t, \tau)$) varía más rápidamente que la señal transmitida, es decir, varía dentro del periodo de símbolo de la señal. Por lo tanto, el tiempo de coherencia del canal es menor que el periodo de transmisión de la señal o de un símbolo. Se produce por ello un desvanecimiento selectivo en el tiempo. Cuando el canal cambia rápidamente significa que el receptor móvil se mueve velozmente, al ocurrir esto el desplazamiento Doppler es mayor, ya que es directamente proporcional a la velocidad del receptor. El

ensanchamiento del desplazamiento Doppler causa dispersión frecuencial. La importancia de dicha dispersión de la señal en frecuencia se acentúa cuanto mayor es el periodo de símbolo respecto al tiempo de coherencia del canal. Un canal de desvanecimiento rápido cumplirá las siguientes condiciones:

$$T_C \rightarrow \text{Tiempo de coherencia}$$

$$T_S > T_C$$

$$B_S < B_{Doppler}$$

Ecuación 112

En general, el desvanecimiento rápido solo ocurre cuando la tasa de transmisión de datos es muy baja.

Desvanecimiento lento del canal

En un canal con desvanecimiento lento la respuesta del canal al impulso varía más lentamente que la señal transmitida. De este modo, el tiempo de coherencia del canal es mayor que el periodo de símbolo. Como el canal cambia lentamente, el receptor se moverá asimismo con lentitud o permanecerá quieto. Así, en el dominio de la frecuencia el ensanchamiento del Doppler será mucho menor que el ancho de banda de la señal transmitida. La dispersión en frecuencia será prácticamente nula. Por tanto, en este tipo de canal se cumple:

$$T_C \rightarrow \text{Tiempo de coherencia del canal}$$

$$T_S \ll T_C$$

$$B_S \gg B_{Doppler}$$

Ecuación 113

En conclusión, que el desvanecimiento sea lento o rápido dependerá de la velocidad del receptor o de los objetos que lo rodean y del ancho de banda de la señal.

3.5.3 Tipos de canal.

Debido a la distinta naturaleza de los tipos de desvanecimientos, éstos se pueden combinar dando lugar a cuatro tipos diferentes de canales. El efecto multicamino es independiente del movimiento del receptor. Así, el número de réplicas puede ser reducido, por ejemplo por tratarse de un entorno rural, y al mismo tiempo poseer un desplazamiento Doppler elevado por la velocidad del receptor. En este caso, la respuesta al impulso del canal cambiará rápidamente, dando lugar a un canal con desvanecimiento rápido, y al mismo tiempo será un canal de desvanecimiento plano en frecuencia debido al pequeño ensanchamiento del retardo. La respuesta al impulso se aproximará como una función delta que cambiará respecto al tiempo más rápidamente que el periodo de símbolo. Todas las demás combinaciones son también posibles.

En la Figura 3.57 se muestran los distintos tipos de canal según las relaciones temporales entre el periodo de símbolo, el tiempo de coherencia y el ensanchamiento del retardo. En el eje horizontal, mediante la comparación del periodo de símbolo con el tiempo de coherencia, se determina si el canal posee un desplazamiento rápido o lento. En el eje vertical se determina si el canal es plano o selectivo en frecuencia gracias a la comparación del periodo de símbolo con el valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo.

En la Figura 3.58 se muestran los diferentes tipos de canal según las relaciones espectrales entre el ancho de banda de la señal transmitida, el ancho de banda de coherencia y el ensanchamiento del desplazamiento Doppler. De nuevo cada eje fija el tipo de desvanecimiento. En el eje horizontal se determina si el canal posee un desvanecimiento de tipo lento o rápido, mediante la comparación del ancho de banda de la señal con el ensanchamiento del desplazamiento Doppler. En el eje vertical se determina si el canal presenta un desvanecimiento selectivo o plano en frecuencia mediante la comparación del ancho de banda de la señal con el ancho de banda de coherencia.

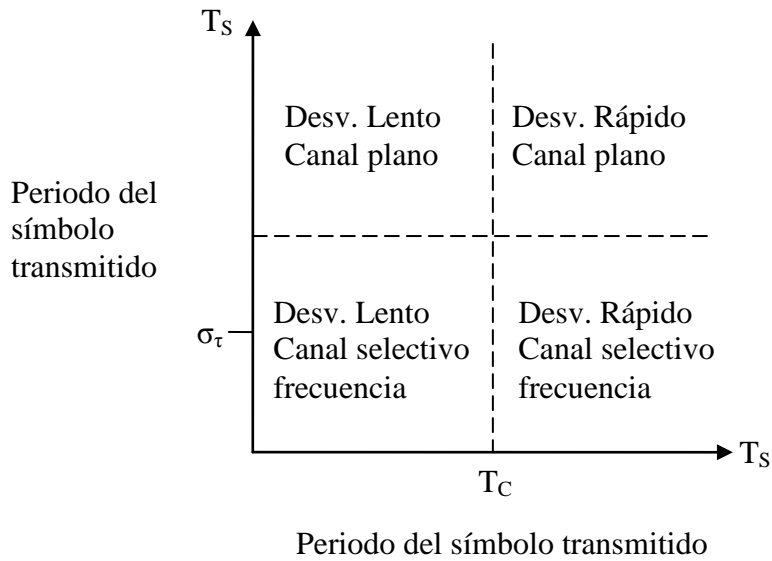


Figura 3.57. Tipos de canal producidos por la combinación de los diferentes desvanecimientos. Variables temporales.

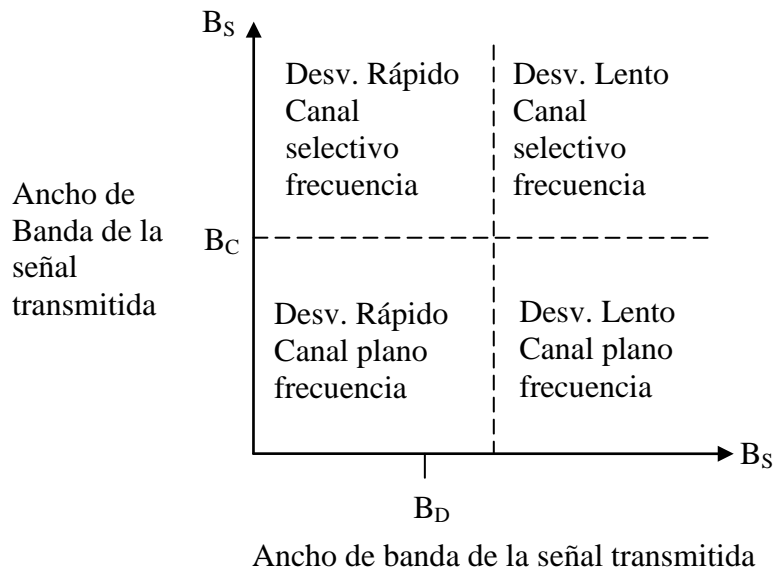


Figura 3.58. Tipos de canal producidos por la combinación de los diferentes desvanecimientos. Variables espectrales.

3.6 Ejemplos de cálculo de las funciones de transferencia y de los parámetros del canal radio.

En este apartado estudiaremos cómo calcular las funciones de transferencia y los parámetros del canal en dos entornos muy simples. Los dos entornos cuentan, como en todo sistema de comunicación móvil, con una estación base y una estación móvil. En ambos casos se transmite desde la estación base una senoide cuya envolvente compleja ($z(t)$) es una constante:

$$x(t) = X_0 \cos(2\pi f_c t) = \text{Re} \left[X_0 e^{j2\pi f_c t} \right] \rightarrow z(t) = X_0$$

Ecuación 114

En el primer entorno únicamente llega a la estación móvil la réplica de la señal transmitida correspondiente al rayo directo, como vemos en la Figura 3.59.

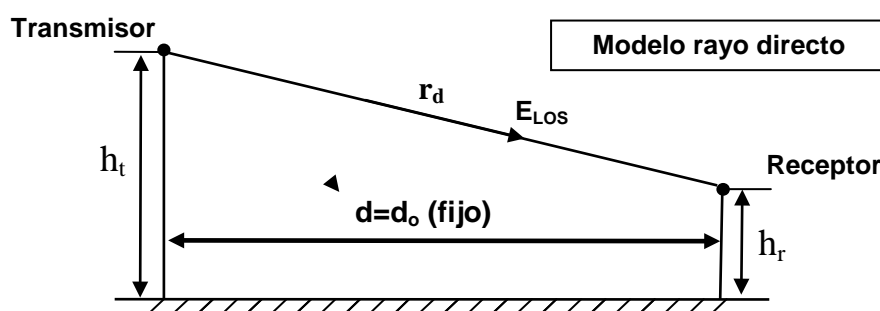


Figura 3.59. Primer entorno: sólo existe el rayo directo.

Suponemos que la estación móvil no se mueve. Por lo tanto, distancia entre la estación base y la estación móvil es una constante. La única réplica de la señal transmitida siempre llega con el mismo retardo. La señal recibida es así:

$$y(t) = Y_0 \cos \left(2\pi f_c \left(t - \frac{r_d}{c} \right) \right) = \frac{X_0}{r_d} \cos \left(2\pi f_c \left(t - \frac{r_d}{c} \right) \right)$$

Ecuación 115

La anterior relación también se puede escribir de la siguiente forma:

$$y(t) = \text{Re} \left[w(t) e^{j2\pi f_c t} \right] = \text{Re} \left[Y_0 e^{-j\frac{2\pi}{c} f_c r_d} e^{j2\pi f_c t} \right] = \text{Re} \left[\frac{X_0}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} e^{j2\pi f_c t} \right]$$

Ecuación 116

En la ecuación previa hemos escrito la envolvente compleja de la señal recibida, $w(t)$, como dependiente del tiempo. Como la estación móvil está quieta y solo llega el rayo directo, la envolvente es realmente una constante. Podemos particularizar su cálculo y el de la función de transferencia $h(t, \tau_0)$ en un instante t_0 .

De la Ecuación 116 se deduce que en este entorno, cuando la envolvente enviada es X_0 , la envolvente de la señal recibida es:

$$w(t_0) = \frac{X_0}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}}$$

Ecuación 117

Esta señal se obtiene con la Ecuación 82 del siguiente modo:

$$w(t_0) = \frac{X_0}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} = \int_{-\infty}^{\infty} z(t_0 - \tau) h(t_0, \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} X_0 h(t_0, \tau) d\tau$$

Ecuación 118

Por lo que se deduce que la función de transferencia de respuesta al impulso cronovariante particularizada en t_0 es:

$$h(t_0, \tau) = \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) = \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \tau_d} \delta(\tau - \tau_d)$$

Ecuación 119

El PDP de este entorno será así:

$$\begin{aligned} PDP|_{t=t_0} &= |h(t_0, \tau)|^2 = h(t_0, \tau) \cdot h(t_0, \tau)^* = \\ &= \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) \frac{1}{r_d} e^{+j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) = \\ &= \left(\frac{1}{r_d}\right)^2 \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) \end{aligned}$$

Ecuación 120

El PDP se representa en la Figura 3.60. El eje t no se muestra ya que según las suposiciones efectuadas siempre tenemos la misma réplica con una potencia invariable.

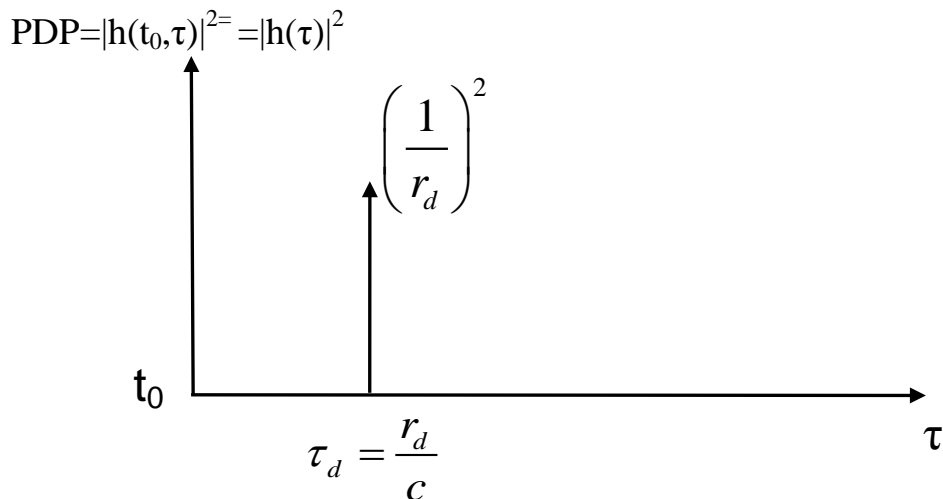


Figura 3.60. Representación del PDP para el entorno de rayo directo.

El estudio visual del PDP de la Figura 3.60 nos permite concluir que en el entorno supuesto no existe dispersión temporal. El valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo es nulo. Por ello, el ancho de banda de coherencia es infinito. Teóricamente, se podría transmitir una señal de cualquier ancho de banda sin temor a que sufriera un desvanecimiento en frecuencia ya que el canal es plano para cualquier frecuencia. Respecto al retardo medio, éste coincide con el retardo de la única réplica.

La situación cambia en el segundo entorno. Éste difiere del primero en el número de réplicas consideradas. Ahora, además del rayo directo, aparece un nuevo rayo fruto de una reflexión en el suelo, como se aprecia en Figura 3.61.

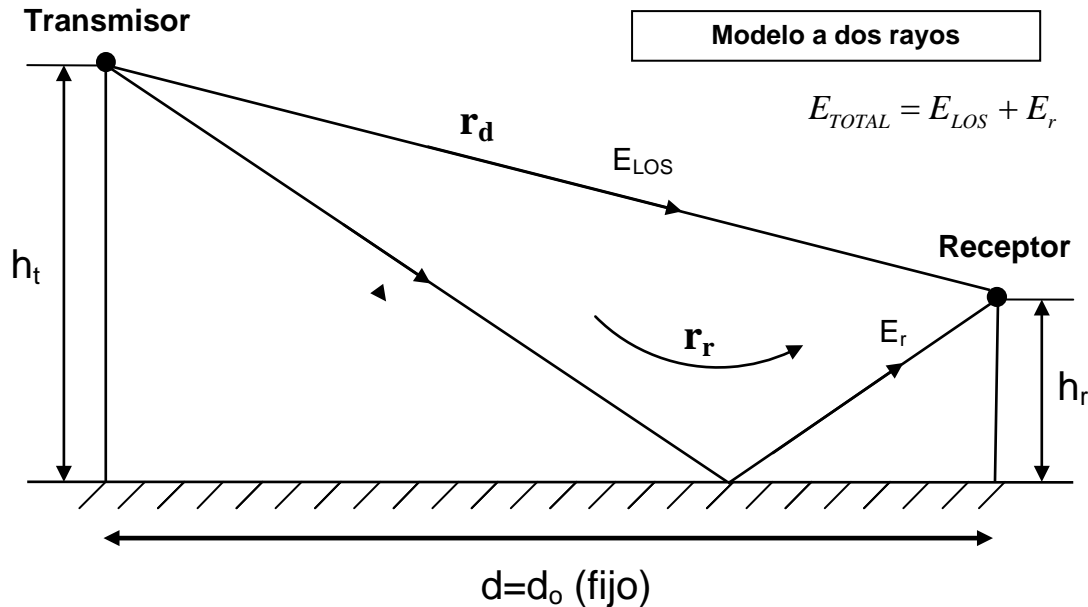


Figura 3.61. Segundo entorno. Existen dos rayos: directo y reflejado.

En este segundo entorno el rayo directo posee la misma atenuación y retardo que en el primer entorno, mientras que el rayo reflejado posee la siguiente atenuación y retardo:

$$\text{Rayo directo: Retardo} \rightarrow \tau_d = \frac{r_d}{c} ; \text{Atenuación} \rightarrow \frac{1}{r_d}$$

$$\text{Rayo reflejado: Retardo} \rightarrow \tau_r = \frac{r_r}{c} ; \text{Atenuación} \rightarrow \frac{\rho}{r_r}$$

Ecuación 121

La señal recibida en este caso es:

$$y(t) = \frac{X_0}{r_d} \cos\left(2\pi f_c \left(t - \frac{r_d}{c}\right)\right) + \frac{\rho X_0}{r_r} \cos\left(2\pi f_c \left(t - \frac{r_r}{c}\right)\right)$$

Ecuación 122

Su envolvente compleja, particularizada en un instante $t=t_0$, es:

$$w(t_0) = \frac{X_0}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} + \frac{\rho X_0}{r_r} e^{-j2\pi f_c \frac{r_r}{c}}$$

Ecuación 123

Operando de forma similar al primer entorno, se obtiene la siguiente expresión para la función de transferencia de respuesta al impulso cronovariante:

$$h(t_0, \tau) = \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) + \frac{\rho}{r_r} e^{-j2\pi f_c \frac{r_r}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_r}{c}\right)$$

Ecuación 124

El PDP se calcula de igual forma que en el primer entorno:

$$\begin{aligned} PDP|_{t=t_0} &= |h(t_0, \tau)|^2 = h(t_0, \tau) \cdot h(t_0, \tau)^* = \\ &= \left[\frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) + \frac{\rho}{r_r} e^{-j2\pi f_c \frac{r_r}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_r}{c}\right) \right] \cdot \left[\frac{1}{r_d} e^{+j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) + \frac{\rho}{r_r} e^{+j2\pi f_c \frac{r_r}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_r}{c}\right) \right] = \\ &= \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) \frac{1}{r_d} e^{+j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) + \frac{\rho}{r_r} e^{-j2\pi f_c \frac{r_r}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_r}{c}\right) \frac{\rho}{r_r} e^{+j2\pi f_c \frac{r_r}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_r}{c}\right) = \\ &= \left(\frac{1}{r_d}\right)^2 \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) + \left(\frac{\rho}{r_r}\right)^2 \delta\left(\tau - \frac{r_r}{c}\right) \end{aligned}$$

Ecuación 125

El PDP de la Ecuación 125 se representa en la siguiente figura:

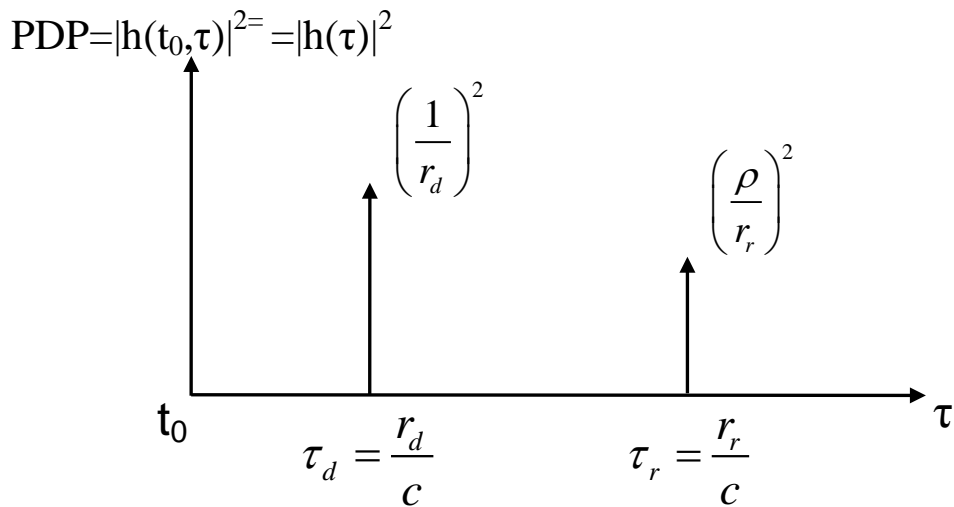


Figura 3.62. Representación del PDP para el segundo entorno: rayos directo y reflejado.

El retardo medio ya no coincide con el retardo de la primera réplica, ahora hay que evaluarlo con la expresión:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{\left(\frac{1}{r_d}\right)^2 \frac{\tau_d}{c} + \left(\frac{\rho}{r_r}\right)^2 \frac{\tau_r}{c}}{\left(\frac{1}{r_d}\right)^2 + \left(\frac{\rho}{r_r}\right)^2}$$

Ecuación 126

Como se aprecia en la Figura 3.62, en el segundo entorno existe cierta dispersión temporal. La dispersión se mide con el valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo, cuya expresión es:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad ; \quad \text{donde} \quad \bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{\left(\frac{1}{r_d}\right)^2 \left(\frac{\tau_d}{c}\right)^2 + \left(\frac{\rho}{r_r}\right)^2 \left(\frac{\tau_r}{c}\right)^2}{\left(\frac{1}{r_d}\right)^2 + \left(\frac{\rho}{r_r}\right)^2}$$

Ecuación 127

A continuación calcularemos los parámetros de dispersión para unos valores concretos: $h_t=6$ m., $h_r=2$ m., $\rho=0.8$, $d=10$ m.

$$r_d = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} = 10.77m \rightarrow \tau_d = \frac{r_d}{c} = 36ns \rightarrow \left(\frac{1}{r_d}\right)^2 = 8.62 \cdot 10^{-3}$$

$$r_r = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} = 12.81m \rightarrow \tau_r = \frac{r_r}{c} = 42.7ns \rightarrow \left(\frac{\rho}{r_r}\right)^2 = 3.9 \cdot 10^{-3}$$

Ecuación 128

Con estos datos obtenemos:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{4.77 \cdot 10^{-10}}{12.52 \cdot 10^{-10}} = 38.1ns \quad ; \quad \bar{\tau}^2 = 1.46 \cdot 10^{-15} s^2$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} = 3.1 \cdot 10^{-9} s = 3.1ns$$

Ecuación 129

En la Figura 3.63 se observa el PDP de este ejemplo particular. El retardo medio se encuentra entre las dos réplicas, más cerca de la réplica de mayor potencia. El valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo posee un valor reducido, debido a que las dos réplicas poseen retardos similares.

En este segundo entorno, existe un ancho de banda de coherencia (B_c) con un valor finito. Este parámetro frecuencial se puede calcular con el valor cuadrático medio del retardo mediante las Ecuaciones 23 y 24. Así, obtenemos:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} = 6.45 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 6.45 \text{ MHz} \quad \text{ó} \quad B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} = 64.5 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 64.5 \text{ MHz}$$

Ecuación 130

$$\text{PDP} = |h(t_0, \tau)|^2 = |h(\tau)|^2$$

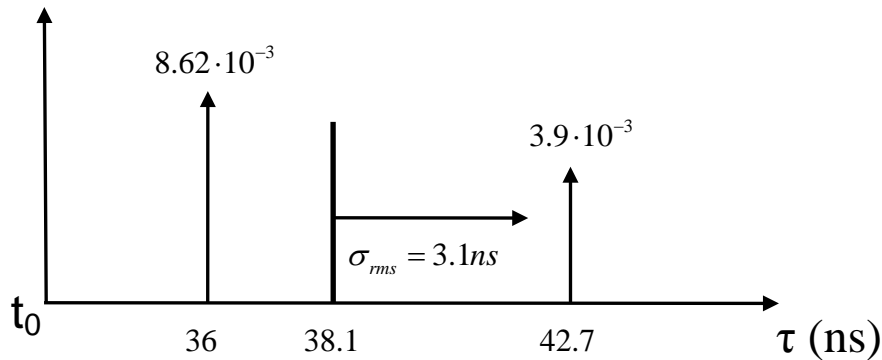


Figura 3.63. Ejemplo de PDP para el segundo entorno.

La respuesta en frecuencia del canal, y por tanto su ancho de banda de coherencia, se puede estudiar con la función de transferencia cronovariante $T(f, t)$ y su función de correlación. La función $T(f, t)$ se calcula como la transformada de Fourier de la función $h(t, \tau)$. En el primer entorno, la función $T(f, t)$ particularizada en un instante $t=t_0$ es:

$$T(f, t_0) = TF_\tau(h(t_0, \tau)) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_0, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau$$

$$T(f, t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{r_d} \right) e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \left(\frac{1}{r_d} \right) e^{-j2\pi \frac{r_d}{c} (f - f_c)}$$

$$R_T(f) = |T(f, t_0)|^2 = \frac{1}{r_d^2} \rightarrow \text{Canal plano en frecuencia}$$

Ecuación 131

Como se deduce de la función de correlación $R_T(f)$ mostrada en la Ecuación 131, para cualquier frecuencia la respuesta del canal posee un valor constante. Todas las frecuencias están afectadas por el canal de la misma forma. El canal del primer entorno es plano en todas las frecuencias (ver Figura 3.64).

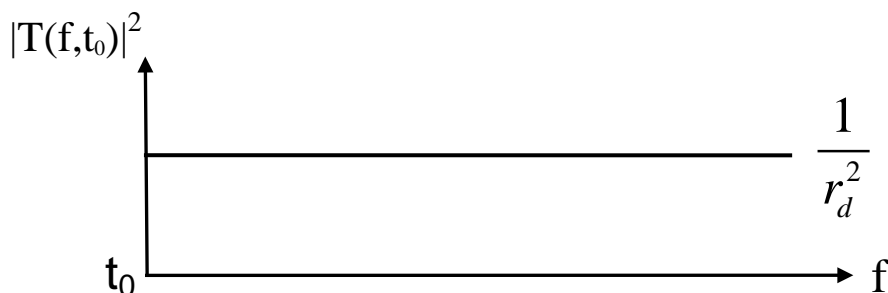


Figura 3.64. Respuesta en frecuencia del canal del primer entorno.

En el segundo entorno, el canal ya no es plano en frecuencia sino que es selectivo en frecuencia. En la Ecuación 132 se evalúa la función $T(f,t)$. Para cada frecuencia existe un valor diferente de $R_T(f)$.

$$T(f, t_0) = TF_\tau(h(t_0, \tau)) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_0, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

$$T(f, t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{r_d} \right) e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) e^{-j2\pi f\tau} + \left(\frac{\rho}{r_r} \right) e^{-j2\pi f_c \frac{r_r}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_r}{c}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau =$$

$$\left(\frac{1}{r_d} \right) e^{-j2\pi \frac{r_d}{c}(f-f_c)} + \left(\frac{\rho}{r_r} \right) e^{-j2\pi \frac{r_r}{c}(f-f_c)} = \left(\frac{1}{r_d} \right) e^{-j2\pi \frac{r_d}{c}(f-f_c)} \cdot \left[1 + \frac{\rho r_d}{r_r} e^{-j2\pi \frac{r_r-r_d}{c}(f-f_c)} \right]$$

$$R_T(f) = |T(f, t_0)|^2 = \frac{1}{r_d^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{\rho r_d}{r_r} \right)^2 + 2 \left(\frac{\rho r_d}{r_r} \right) \cos\left(2\pi \frac{r_r-r_d}{c} (f-f_c) \right) \right]$$

Ecuación 132

La respuesta en frecuencia del segundo entorno se muestra de forma gráfica en la Figura 3.65. El valor máximo y el valor mínimo se exponen en la Ecuación 133. El ancho de banda de coherencia depende de qué nivel de correlación mínimo entre las componentes frecuenciales tomemos. En la Figura 3.65 se muestran los dos anchos de banda de coherencia correspondientes a un valor de correlación del 90% y del 50%. Estos anchos de banda de coherencia serán aproximadamente iguales a los evaluados con las expresiones de las Ecuaciones 23 y 24 respectivamente.

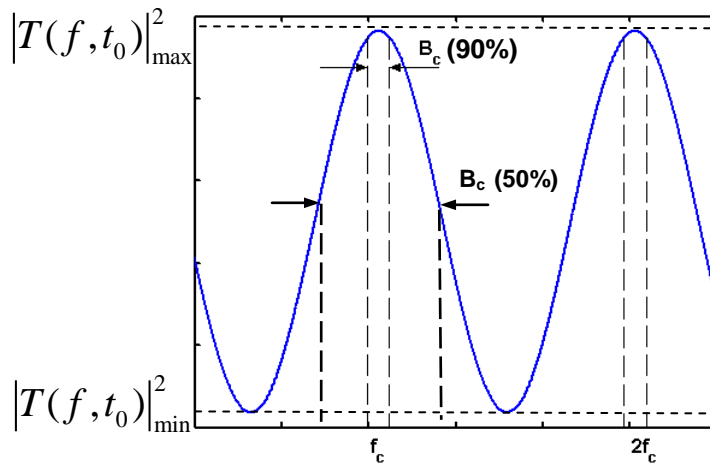


Figura 3.65. Representación de la respuesta en frecuencia en el segundo entorno

$$R_{T_{\max}} = |T(f, t_0)|_{\max}^2 = \frac{1}{r_d^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{\rho r_d}{r_r} \right)^2 + 2 \left(\frac{\rho r_d}{r_r} \right) \right] = \frac{1}{r_d^2} \cdot \left[1 + \frac{\rho r_d}{r_r} \right]^2$$

$$R_{T_{\min}} = |T(f, t_0)|_{\min}^2 = \frac{1}{r_d^2} \cdot \left[1 + \left(\frac{\rho r_d}{r_r} \right)^2 - 2 \left(\frac{\rho r_d}{r_r} \right) \right] = \frac{1}{r_d^2} \cdot \left[1 - \frac{\rho r_d}{r_r} \right]^2$$

$$\text{"Periodo"} = \frac{c}{r_r - r_d}$$

Ecuación 133

Para evaluar B_c se debe calcular la frecuencia a la que R_T es máximo. Esta frecuencia es en nuestro ejemplo $f=f_c$. A continuación se buscan aquellas dos frecuencias, una menor que f_c y otra mayor, cuyo valor de R_T sea igual al producto de R_{Tmax} por el nivel de correlación entre componentes frecuenciales deseado. Si el nivel es del 90%, entonces se deben buscar las frecuencias cuya función $R_T(f)$ valga $0.9 \cdot R_{Tmax}$. El ancho de banda comprendido entre estas dos frecuencias es B_c (90%). El mismo procedimiento se aplicaría para calcular B_c (50%) pero tomando ahora como valor de búsqueda $0.5 \cdot R_{Tmax}$.

A continuación consideraremos que el receptor no se encuentra inmóvil sino en movimiento. Como se aprecia en la Figura 3.66, el receptor (estación móvil) se desplaza en dirección al transmisor. En esta situación existe un desplazamiento positivo de la frecuencia de la señal recibida debido al efecto Doppler. Aparece por tanto cierta dispersión en el dominio de la frecuencia. En las Ecuaciones 5-9 y la Figura 2.5 del apartado 2.1 se muestra el cálculo del desplazamiento frecuencial.

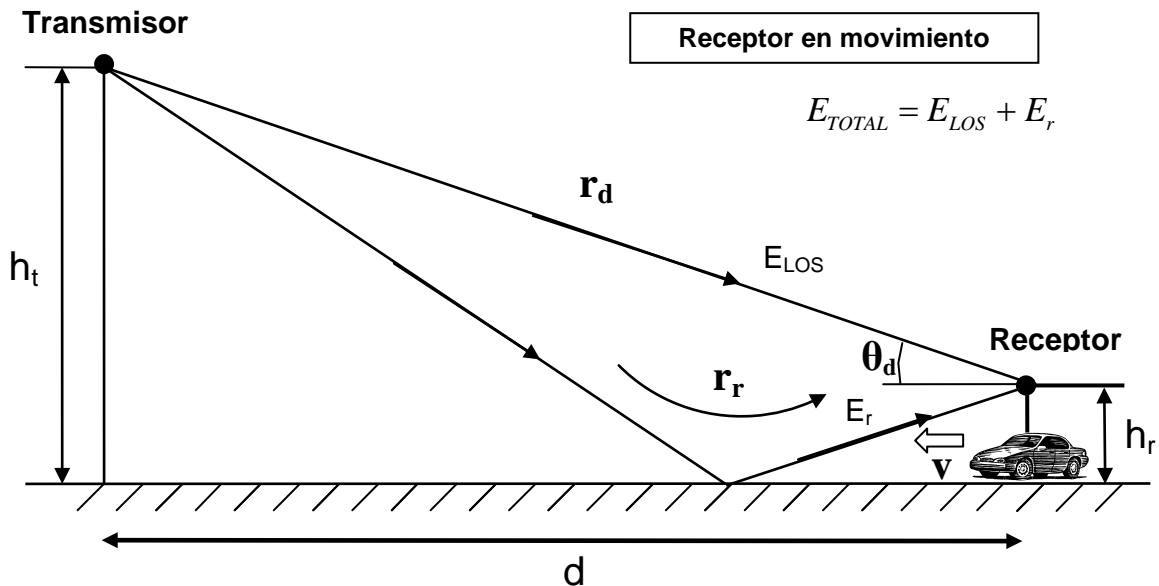


Figura 3.66. Entorno con el receptor en movimiento.

En primer lugar estudiaremos la importancia de la dispersión frecuencial cuando solo existe el rayo directo. Si la velocidad del móvil es v y el ángulo de llegada al receptor de la señal enviada es θ_d , el desplazamiento en frecuencia es:

$$f_i = f_c + f_d$$

$$f_d = \frac{v}{\lambda_c} \cos(\theta_d) = \frac{v}{c} f_c \cos(\theta_d)$$

Ecuación 134

La señal recibida es:

$$y(t) = Y_0 \cos \left[2\pi f_c \left(t - \frac{r_d}{c} \right) + 2\pi f_c \frac{v}{c} \cos(\theta_d) t \right]$$

$$y(t) = \text{Re} \left\{ Y_0 e^{-j2\pi \frac{r_d}{c} f_c} e^{j2\pi f_c \frac{v}{c} \cos(\theta_d) t} e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad \text{donde } Y_0 = \frac{X_0}{r_d}$$

Ecuación 135

Identificando términos en la Ecuación 135, se obtiene la respuesta al impulso cronovariable:

$$h(t, \tau) = \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\tau - \frac{r_d}{c}\right) e^{j2\pi \frac{v}{c} f_c \cos(\theta_d) t} =$$

$$= \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \tau_d} \delta(\tau - \tau_d) e^{j2\pi \frac{v}{c} f_c \cos(\theta_d) t}$$

Ecuación 136

En este caso tanto el tiempo t como el retardo τ influyen en la función $h(t, \tau)$. Para calcular la dispersión frecuencial, consideraremos que no existe variación con la variable retardo τ . Aunque el móvil se desplace entre dos posiciones, asumiremos que el retardo es igual entre ambos puntos, es decir, será una constante. Así, podemos eliminar la delta de Dirac que depende del retardo y escribir:

$$h(t) = \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} e^{j2\pi \frac{v}{c} f_c \cos(\theta_d) t}$$

Ecuación 137

En el apartado 3.4.3 se muestra cómo calcular los parámetros de dispersión frecuencial con la función PDoP, obtenida a partir de la función de transferencia de ensanchamiento Doppler/retardo. En este ejemplo dicha función de transferencia es:

$$S(\nu) = TF_t \{h(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j2\pi \nu t} dt = \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\nu - \frac{v}{c} f_c \cos(\theta_d)\right)$$

Ecuación 138

El PDoP es por lo tanto:

$$PDoP(\nu) = |S(\nu)|^2 = \frac{1}{r_d^2} \delta\left(\nu - \frac{v}{c} f_c \cos(\theta_d)\right)$$

Ecuación 139

LA representación gráfica de la función de la Ecuación 139 es:

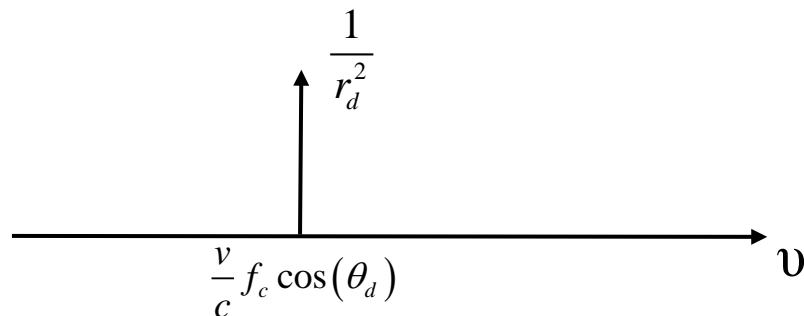


Figura 3.67. Representación del PDoP para el entorno de rayo directo.

Como se deduce de la Ecuación 139 y de la Figura 3.67 en este primer caso no existe dispersión frecuencial. Por tanto, en este caso el tiempo de coherencia T_c sería infinito. Este hecho indica que el canal no cambia con el tiempo.

Si consideramos que llegan al receptor el rayo directo y el rayo reflejado y asumimos de nuevo que el retardo es una constante, la señal recibida será:

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \frac{X_0}{r_d} e^{-j2\pi \frac{r_d}{c} f_c} e^{j2\pi f_c \frac{v}{c} \cos(\theta_d) t} e^{j2\pi f_c t} + \frac{\rho X_0}{r_r} e^{-j2\pi \frac{r_r}{c} f_c} e^{j2\pi f_c \frac{v}{c} \cos(\theta_r) t} e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

Ecuación 140

El ángulo de llegada del rayo reflejado se calcula aplicando el método de las imágenes:

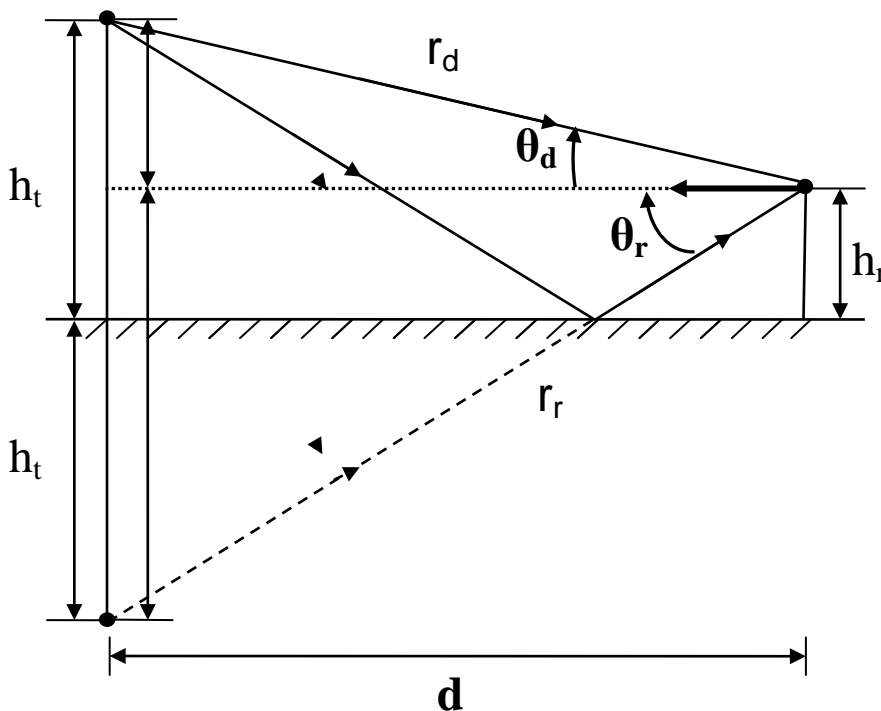


Figura 3.68. Imagen del transmisor para el cálculo del ángulo de llegada en el rayo reflejado

Así se obtiene:

$$\cos(\theta_d) = \frac{d}{r_d} \quad ; \quad \cos(\theta_r) = \frac{d}{r_r} \quad \text{donde}$$

$$r_d = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2} \quad ; \quad r_r = \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2}$$

Ecuación 141

Identificando términos se llega a la siguiente expresión de la función de respuesta al impulso cronovariante:

$$h(t, \tau) = h(t) = \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} e^{j2\pi f_c \frac{v}{c} \cos(\theta_d) t} + \frac{\rho}{r_r} e^{-j2\pi f_c \frac{r_r}{c}} e^{j2\pi f_c \frac{v}{c} \cos(\theta_r) t}$$

Ecuación 142

La función de ensanchamiento Doppler/retardo es la transformada de Fourier de la función $h(t, \tau)$ respecto de la variable desplazamiento Doppler ν :

$$S(\nu) = \frac{1}{r_d} e^{-j2\pi f_c \frac{r_d}{c}} \delta\left(\nu - \frac{\nu}{c} f_c \cos(\theta_d)\right) + \frac{\rho}{r_r} e^{-j2\pi f_c \frac{r_r}{c}} \delta\left(\nu - \frac{\nu}{c} f_c \cos(\theta_r)\right)$$

Ecuación 143

Finalmente, el PDoP es:

$$PDoP(\nu) = |S(\nu)|^2 = S(\nu)S(\nu)^* = \frac{1}{r_d^2} \delta\left(\nu - \frac{\nu}{c} f_c \cos(\theta_d)\right) + \frac{\rho^2}{r_r^2} \delta\left(\nu - \frac{\nu}{c} f_c \cos(\theta_r)\right)$$

Ecuación 144

Al igual que en el ejemplo sin movimiento, calcularemos los parámetros de dispersión para unos valores concretos: $h_t=6$ m., $h_r=2$ m., $\rho=0.8$, $d=10$ m, $f_c=900$ MHz, $\nu=20$ m/s. Con estos datos el desplazamiento Doppler para las dos contribuciones es:

$$r_d = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} = 10.77m \quad ; \quad \frac{1}{r_d} = 8.6 \cdot 10^{-3} \quad ; \quad \nu_d = \frac{\nu}{c} f_c \cos(\theta_d) = 55.8Hz$$

$$r_r = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} = 12.81m \quad ; \quad \frac{\rho^2}{r_r^2} = 3.9 \cdot 10^{-3} \quad ; \quad \nu_r = \frac{\nu}{c} f_c \cos(\theta_r) = 46.8Hz$$

Ecuación 145

Aplicando la Ecuación 107 el exceso de desplazamiento Doppler medio es:

$$\bar{f}_d = \frac{\sum_k P(\nu_k) \nu_k}{\sum_k P(\nu_k)} = \frac{55.8 \cdot 8.6 \cdot 10^{-3} + 46.8 \cdot 3.9 \cdot 10^{-3}}{8.6 \cdot 10^{-3} + 3.9 \cdot 10^{-3}} = 52.95Hz$$

Ecuación 146

La Ecuación 108 nos permite calcular el valor cuadrático medio del ensanchamiento del desplazamiento Doppler:

$$f_d^{rms} = \sqrt{\bar{f}_d^2 - (\bar{f}_d)^2} = \sqrt{2820 - 52.95^2} = 4.10Hz$$

donde $\bar{f}_d^2 = \frac{\sum_k P(\nu_k) \nu_k^2}{\sum_k P(\nu_k)} = \frac{(55.8)^2 \cdot 8.6 \cdot 10^{-3} + (46.8)^2 \cdot 3.9 \cdot 10^{-3}}{8.6 \cdot 10^{-3} + 3.9 \cdot 10^{-3}} = 2820Hz^2$

Ecuación 147

En la Figura 3.69 se observa el PDoP y los parámetros de dispersión en frecuencia. Como la dispersión no es nula, ahora existirá un tiempo de coherencia T_c . Para evaluar T_c se recurre a la función de correlación fruto de realizar la transformada inversa de Fourier del PDoP:

$$R_s(t) = TF_\nu^{-1} \{ PDoP(\nu) \}$$

Ecuación 148

Con el tiempo de coherencia se debe proceder de modo análogo al seguido con el ancho de banda de coherencia. Primero se debe localizar el instante de tiempo en el que $R_S(t)$ es máximo. A continuación se buscan los instantes de tiempo en los que la función posea un valor igual al máximo multiplicado por un determinado nivel de correlación. La diferencia entre los instantes localizados es el tiempo de coherencia. El parámetro de dispersión f_d^{rms} evaluado con $S(v)$ también se puede utilizar en las Ecuaciones Ecuación 109 y Ecuación 110 para calcular directamente el tiempo de coherencia. Así, el T_c se calcularía con una de las dos siguientes expresiones:

$$T_c \approx \frac{1}{f_d^{rms}} \quad \text{ó} \quad T_c \approx \frac{9}{16\pi f_d^{rms}}$$

Ecuación 149

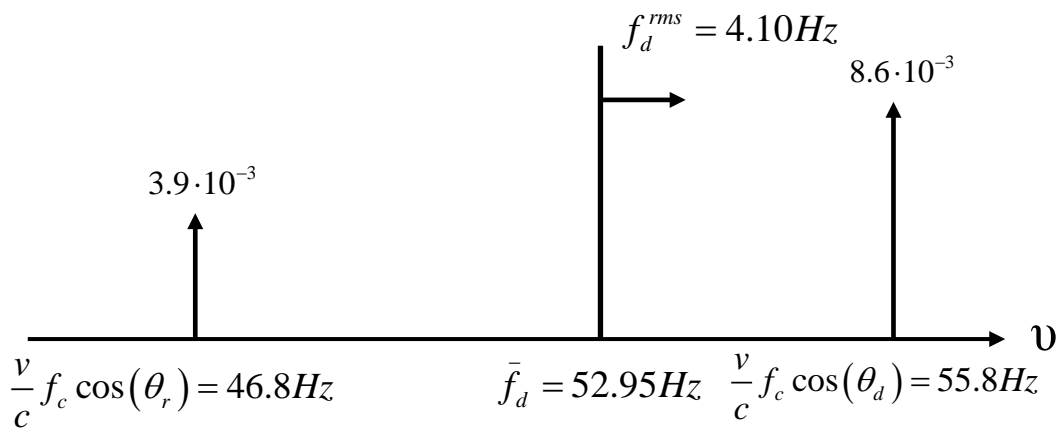


Figura 3.69. Representación del PDOP para el entorno con dos rayos.

3.7 Caracterización estadística en pequeña escala.

Como vimos en el apartado 2.4 los elementos del canal cambian de forma aleatoria. Por lo tanto, es necesario caracterizar de forma estadística las variaciones de la señal en el receptor. En ese apartado se llevó a cabo esta caracterización sobre las variaciones lentas del campo eléctrico y de la potencia. Obviamente, el canal caracterizado en pequeña escala sufre variaciones de forma aleatoria. Las variaciones rápidas de la señal producidas en torno a una media local también deben ser estudiadas de forma estadística. Vamos a estudiar tres modelos estadísticos: el desvanecimiento Rician, el desvanecimiento Rayleigh, y el desvanecimiento Nakagami. Además, estudiaremos la distribución Suzuki que caracteriza de forma estadística las variaciones rápidas y lentas de la potencia en el receptor.

3.7.1 Desvanecimiento Rice o Rician.

La estadística Rician describe las variaciones rápidas de la señal en el receptor cuando de entre todas las contribuciones recibidas aparece una o varias con una amplitud significativamente mayor que el resto. Estas contribuciones o réplicas se denominan componentes dominantes [Stuber].

Esta situación es habitual en entornos rurales. También se da en entornos urbanos cuando el receptor es visible directamente desde el transmisor. En este caso existirá al menos una contribución dominante respecto al resto de contribuciones debidas a la difusión, reflexión, y difracción. Incluso se puede dar sin que exista visión directa entre el receptor y el transmisor. Este hecho ocurre en puntos cercanos al

transmisor debido a que en esta ubicación las pérdidas de difracción son pequeñas en comparación con las componentes producidas por reflexión y difusión.

La función densidad de probabilidad del módulo del campo eléctrico (envolvente compleja [Parsons]) en unidades lineales es [Cardona *et ál.*]:

$$f_E(E) = \frac{E}{\sigma^2} e^{-\frac{E^2+C^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{EC}{\sigma^2}\right)$$

donde I_0 es la función de Bessel de orden cero:

$$I_0(x) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(x/2)^{2i}}{\Gamma(i+1)^2}$$

Ecuación 150

Como se aprecia en la anterior ecuación la función densidad de probabilidad (fdp) Rician es biparamétrica con parámetros C y σ^2 . Si deseamos utilizar la fdp en un entorno particular, se puede realizar una campaña de medidas para estimar sus parámetros. Aplicando la función de máxima verosimilitud (FMV) se obtienen las siguientes ecuaciones (momentos muestrales de primer y central de segundo orden):

$$\hat{C} = m_1 = \frac{\sum_{i=1}^N E_i}{N}$$

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{m_2}{2} - \frac{m_1^2}{2} = \frac{\sum_{i=1}^N E_i^2}{2N} - \frac{1}{2N^2} \left(\sum_{i=1}^N E_i \right)^2$$

Ecuación 151

En la Ecuación 151 se observa que el parámetro C ofrece información sobre la media de la fdp mientras σ^2 representa en cierta medida la desviación típica de la distribución. En la Figura 3.70 se observan dos funciones densidad de probabilidad con distintos parámetros. En efecto, se aprecia que cuando C aumenta, la fdp se desplaza. Hay que tener en cuenta que la media de la distribución se acercará al valor de la contribución dominante. También se observa que cuando σ^2 aumenta, la fdp se “ensancha”. Del mismo modo que en la media, la desviación de la distribución coincidirá en gran parte con la desviación de las componentes dominantes.

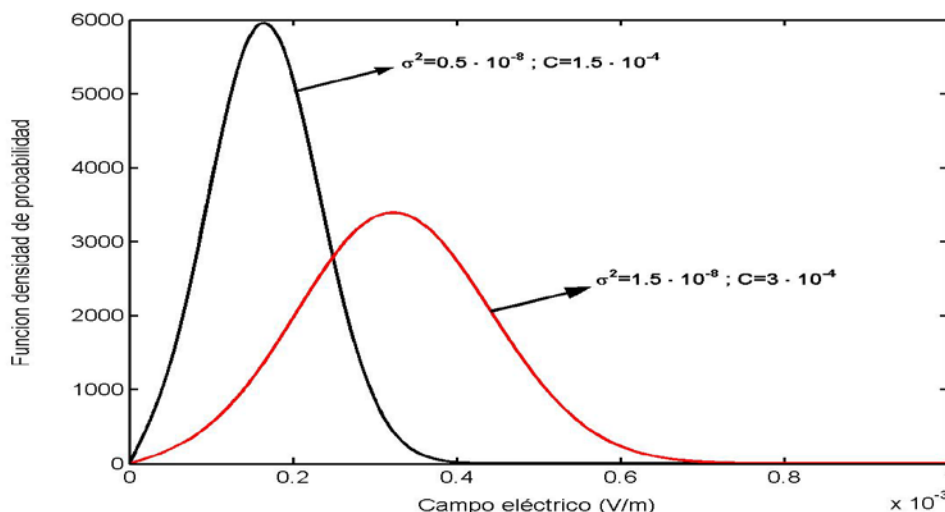


Figura 3.70. Función densidad de probabilidad Rician para distintos valores de C y σ^2 .

Para obtener la fdp de la potencia recibida en dBm hay que utilizar la transformación de la Ecuación 69 del apartado 2.4. Si aplicamos dicha transformación en la Ecuación 150 se obtiene:

$$f_p(P) = \frac{10^{(P-30)/10}}{20K \log(e)\sigma^2} \exp\left(-\frac{10^{(P-30)/10} + KC^2}{2K\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{10^{(P-30)/20} C}{\sigma^2 \sqrt{K}}\right)$$

Ecuación 152

En la anterior ecuación la potencia se expresa en dBm pero los estadísticos están expresados en unidades lineales.

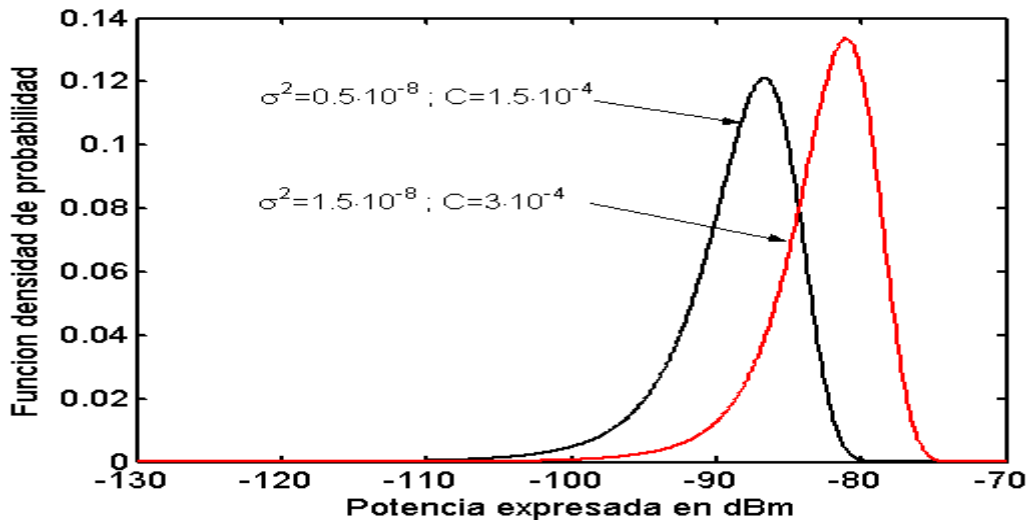


Figura 3.71 Función densidad de probabilidad Rician de la potencia para distintos valores de C y σ^2 .

En la Figura 3.71 Función densidad de probabilidad Rician de la potencia para distintos valores de C y σ^2 . Figura 3.71 se muestra la fdp de Rice de la potencia para las parejas de parámetros mostrados en la Figura 3.70. En la Figura 3.71 la fdp más ancha corresponde a la función con menor valor de desviación típica σ^2 . Este hecho parece contradecir lo visto en las fdps del campo eléctrico. En realidad, los estadísticos en la distribución Rice dan de forma conjunta información sobre la posición y ensanchamiento de la fdp. Este efecto solo se aprecia cuando se aplica la transformación logarítmica.

3.7.2 Desvanecimiento Rayleigh.

La distribución o desvanecimiento Rayleigh describe las variaciones estadísticas cuando la señal en el receptor está formada por N contribuciones cuyas amplitudes son similares y cuyas fases están distribuidas uniformemente entre $-\pi$ y $+\pi$. Se ha de cumplir que ninguna de las N contribuciones destaque sobre las demás y que el número de contribuciones sea elevado. Este tipo de distribución se da en entornos urbanos en situaciones de no visibilidad. Al no existir contribuciones directas (LOS), las réplicas multicamino serán resultado de procesos de reflexión, difracción y difusión. Es así probable que todas ellas hayan recorrido distancias similares y que sufran atenuaciones del mismo orden de magnitud por lo que las amplitudes serán parecidas. Como los mecanismos de difusión de la señal son variados e independientes, es probable que las fases presenten la distribución uniforme requerida [Stuber].

El módulo del campo eléctrico (envolvente) es igual a la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las componentes en fase y en cuadratura. Ambas componentes están formadas por N contribuciones similares. El teorema del límite central (o central del límite) indica que la suma de N funciones densidad de probabilidad diferentes e independientes es una función de densidad gaussiana. Por tanto, este teorema se puede aplicar a cada una de las mencionadas componentes. Como cada componente es una gaussiana, la fdp de la envolvente es una fdp de Rayleigh:

$$f_E(E) = \frac{E}{\sigma^2} e^{-\frac{E^2}{2\sigma^2}}$$

Ecuación 153

Esta fdp es uniparamétrica, solo depende del parámetro σ^2 . Si se efectúa una campaña de N medidas se debe aplicar la siguiente ecuación para estimar el parámetro σ^2 :

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{\sum_{i=1}^N E_i^2}{2N}$$

Ecuación 154

La expresión de la Ecuación 154 parece indicar que el parámetro σ^2 ofrece información de la desviación típica de la fdp. En la Figura 3.72 observamos dos funciones densidad de probabilidad con dos valores de σ^2 .

Como se ve en la Figura 3.72 al incrementar el valor de σ^2 la fdp se “ensancha”. Ahora bien el centro de la fdp también se desplaza. Esto es debido a que al ser una distribución uniparamétrica, el único parámetro debe ofrecer información sobre la media y la desviación típica. El aumento de σ^2 indica que el valor de campo de las diferentes réplicas aumenta, por lo que ahora es más probable que el campo eléctrico tome valores mayores, por ejemplo de 0.4 (mV/m). El campo debe aumentar en todas las réplicas en la misma proporción. Si no ocurriera así existirían componentes dominantes y entonces tendríamos una distribución Rice en lugar de una Rayleigh [Cardona *et ál.*].

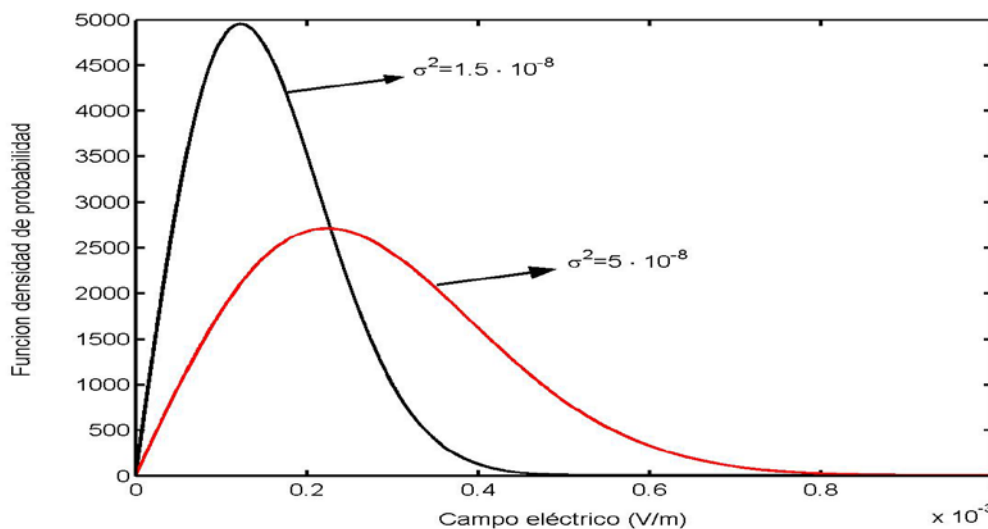


Figura 3.72. Función densidad de probabilidad Rayleigh para distintos valores de σ^2 .

Otra característica importante de la distribución Rayleigh radica en que el cálculo de probabilidades es analítico ya que su integral es inmediata. Por esta razón y por las suposiciones que realiza sobre cómo es el canal móvil, ha sido una distribución ampliamente utilizada en la caracterización de los sistemas de comunicaciones móviles. De hecho al *Fast Fading (Small Fading)* se le denomina en ocasiones *Rayleigh Fading*.

Si tomamos la distribución Rice y suponemos que no existe ninguna componente dominante entonces C tomaría un valor de cero. De este modo la estadística Rice se debería convertir en una estadística Rayleigh. En efecto, si tomamos C=0 en la distribución Rice se obtiene:

Si $C = 0$ en la estadística Rice se convierte en Rayleigh

$$f_E(E) = \frac{E}{\sigma^2} e^{-\frac{E^2+0^2}{2\sigma^2}} I_0(0) \quad ; \quad I_0(0) = 1$$

Ecuación 155

Así, se puede considerar a la distribución Rayleigh un caso particular de la distribución Rice.

De nuevo se puede aplicar la transformación de la Ecuación 69 del apartado 2.4 para obtener la fdp de la potencia en dBm:

$$f_P(P) = \frac{10^{(P-30)/10}}{20K \log(e)\sigma^2} \exp\left(-\frac{10^{(P-30)/10}}{2K\sigma^2}\right)$$

Ecuación 156

La estimación de σ^2 se realiza con la Ecuación 154 y por tanto se sigue expresando en unidades lineales. La fdp de la potencia correspondiente a los valores de σ^2 de la Figura 3.72 se muestra en la siguiente figura.

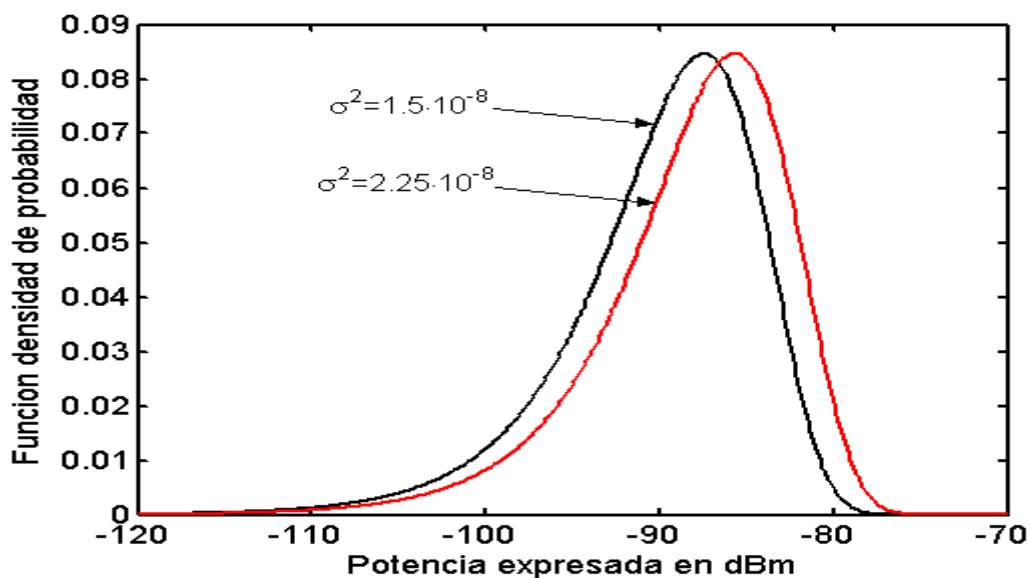


Figura 3.73. Función densidad de probabilidad Rayleigh de la potencia para distintos valores de σ^2 .

En la Figura 3.73 se aprecia que la anchura de las dos fdps es constante. De hecho, este valor de anchura se puede calcular de forma analítica. La única variación que experimenta la fdp es el cambio de posición determinado por σ^2 . Como esta distribución es uniparamétrica, el estadístico solo puede ofrecer información sobre una de las características de la fdp. En la escala logarítmica se observa que esta información es sobre el desplazamiento de la fdp.

3.7.3 Desvanecimiento Nakagami.

La distribución Nakagami se creó a principios de los años 40 del siglo pasado para describir de forma estadística las variaciones rápidas de la señal en propagación ionosférica y estratosférica. Más tarde se comprobó, mediante campañas de medidas, que esta distribución modela con buena precisión las variaciones rápidas de la señal en comunicaciones móviles [Stuber]. De hecho la precisión alcanzada es en general superior a la de las distribuciones Rician y Rayleigh.

En la práctica el número de contribuciones no es suficientemente elevado para aplicar correctamente el teorema del límite central y además no todas las contribuciones tienen la misma amplitud, por lo que la distribución Rayleigh puede ser inexacta. En otras ocasiones no aparecerán componentes dominantes y por tanto Rice no será adecuada. En cambio, la distribución Nakagami describe el módulo del campo eléctrico como la suma de un conjunto de vectores sobre los que no se impone ninguna restricción de módulo y fase. Además, en la suma no importa el número de contribuciones que llegan al receptor [Cardona *et ál.*]. La expresión de la fdp Nakagami es:

$$f_E(E) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m E^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}E^2} \quad m \geq \frac{1}{2}$$

donde $\Gamma(m)$ es la función Gamma

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt \quad x > 0$$

Ecuación 157

Dos parámetros determinan esta distribución. El parámetro Ω y el llamado parámetro de forma m . Si quisiéramos estimar los parámetros con una campaña de medidas se deberían utilizar las siguientes expresiones:

$$\hat{\Omega} = \frac{\sum_{i=1}^N E_i^2}{N} \quad \text{Parámetro de forma}$$

$$m = \frac{4.4}{\sqrt{u_1}} + \frac{17.4}{1.29u_2}$$

$$u_1 = \frac{\sum_{i=1}^N u_i}{N} \quad ; \quad u_2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (u_i - u_1)^2$$

donde $u_i = 20 \log E_i$

Ecuación 158

El parámetro Ω es un valor cuadrático medio del valor de campo eléctrico de las réplicas multicamino. El parámetro m posee una expresión más complicada ya que con el método de la FMV no se alcanza una expresión cerrada [Cardona *et ál.*].

En la Figura 3.74 observamos la distribución Nakagami para diferentes valores de sus parámetros característicos.

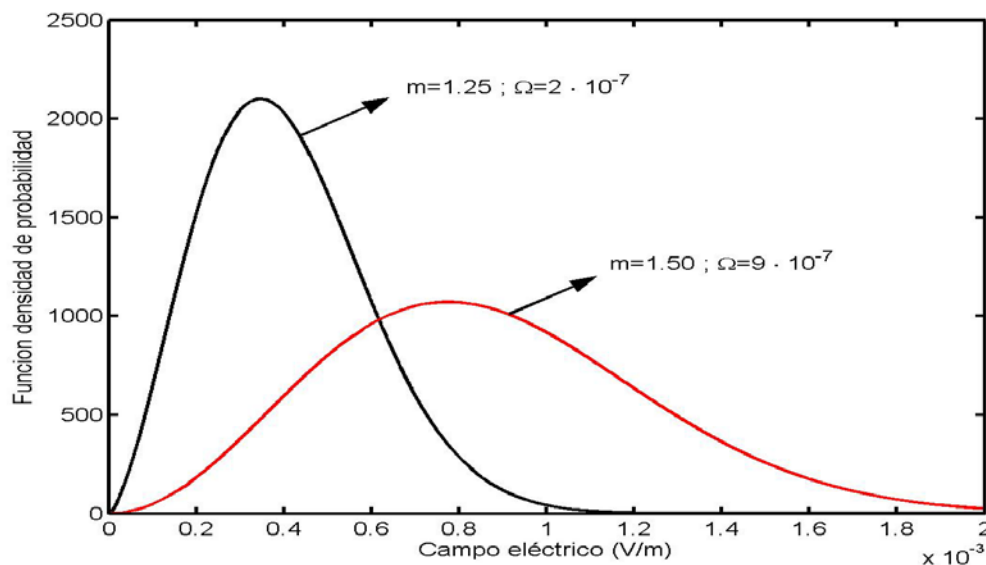


Figura 3.74. Función densidad de probabilidad Nakagami para distintos valores de m y Ω .

Apreciamos que el parámetro Ω ofrece información sobre la posición de la fdp. Es más difícil deducir la influencia del parámetro m . Una característica de la fdp Nakagami consiste en que cuando m es igual a 1, esta fdp equivale a la fdp Rayleigh tal como se ve en la Figura 3.75. Además cuando m crece, aumenta la altura de la fdp Nakagami y se hace más estrecha. Cuando esto ocurre la fdp Nakagami se parece a la fdp de Rice. En el caso extremo $m=\infty$ la fdp equivale a un impulso y por lo tanto significaría que no existe desvanecimiento.

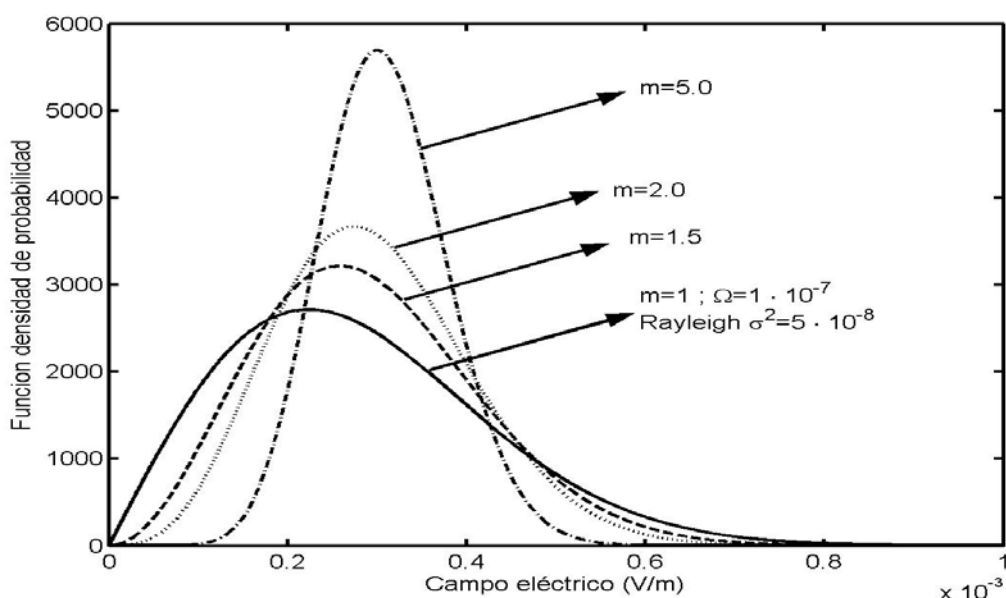


Figura 3.75. Evolución de la distribución Nakagami para varios valores del parámetro m .

Al igual que en las dos distribuciones anteriores, la fdp de la potencia expresada en dBm se obtiene aplicando la transformación 69 del apartado 2.4:

$$f_P(P) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \left(\frac{10^{(P-30)/20}}{20\sqrt{K} \log(e)}\right) \left(\frac{10^{(P-30)/20}}{\sqrt{K}}\right)^{2m-1} \exp\left(-\frac{m10^{(P-30)/10}}{\Omega K}\right)$$

Ecuación 159

En la Figura 3.76 se observa la evolución de la fdp Nakagami de la potencia para un valor constante de Ω y diferentes valores de m . De nuevo al aumentar el valor del parámetro de forma, la fdp se estrecha y crece. Asimismo, para valores elevados de m , la fdp de Nakagami comienza a ser simétrica (pierde su asimetría). Para $m=1$ la fdp de Nakagami es igual a la fdp de Rayleigh.

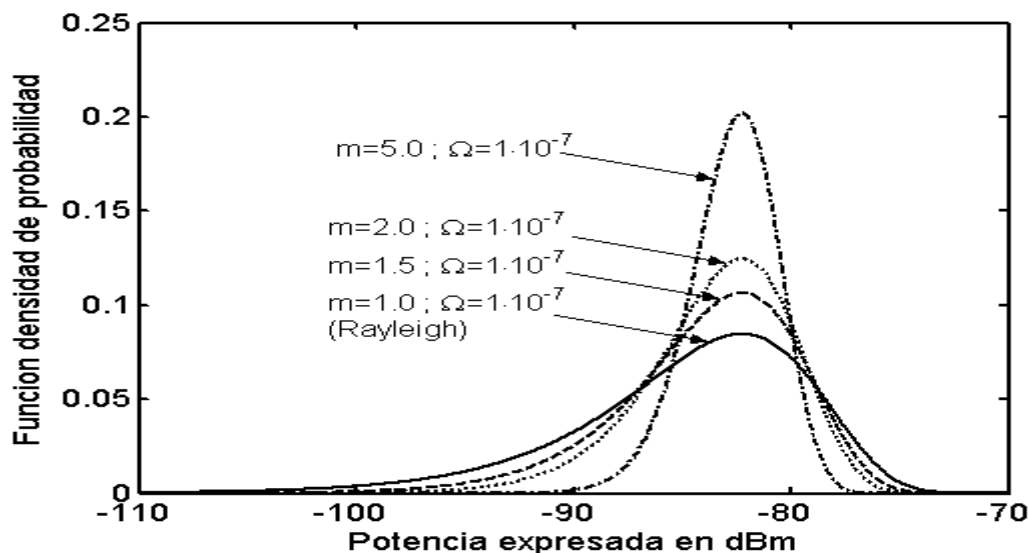


Figura 3.76. Evolución de la distribución Nakagami de la potencia para varios valores del parámetro m .

En general, en las campañas de medida efectuadas para comprobar la precisión de las distintas distribuciones, la fdp de Nakagami presenta un comportamiento intermedio a Rice y Rayleigh. En las Figuras Figura 3.771 y Figura 3.782 se aprecia esta característica. También se observa que la fdp de Nakagami es más precisa que la Rice y la Rayleigh ya que se aproxima en mayor medida a la curva empírica obtenida. En la Figura 3.771 el parecido entre la curva experimental y la fdp de Nakagami es máximo en la parte central de la fdp En la Figura 3.782 la precisión todavía es mayor ya que la fdp de Nakagami es parecida a la curva experimental en todos los valores de potencia. Del estudio de ambas figuras se deduce que Rayleigh es la fdp más pesimista. Esto significa que esta fdp confiere a los valores pequeños de potencia una probabilidad mayor que la otorgada por las otras dos fdps. También se observa que la fdp de Rice es la más optimista de las tres.

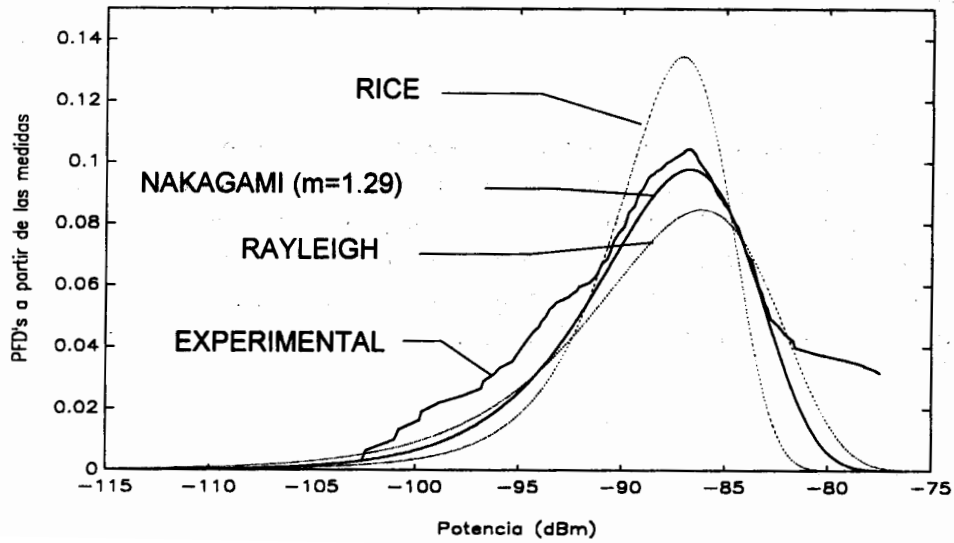


Figura 3.77. Funciones densidad de probabilidad realizadas con una campaña de medidas [Cardona *et ál.*].

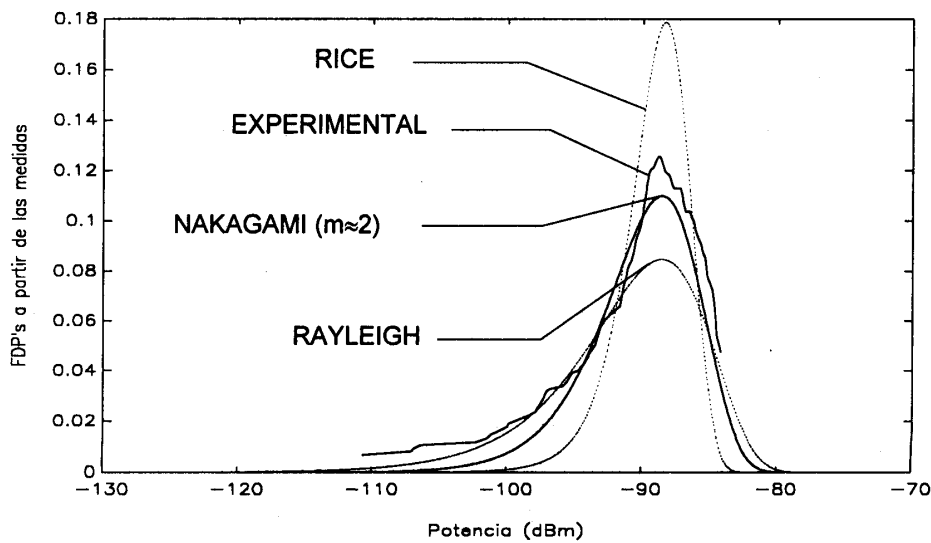


Figura 3.78. Funciones densidad de probabilidad realizadas con una campaña de medidas [Cardona *et ál.*].

3.7.4 Desvanecimiento Suzuki.

En el apartado 2.4 se mostró que las variaciones lentas de la señal, correspondientes a trayectos grandes del receptor móvil, eran descritas por una función densidad de probabilidad log-normal. En este capítulo hemos visto tres distribuciones que modelan estadísticamente las variaciones rápidas de la señal en el receptor que se producen a lo largo de pequeños desplazamientos. Para modelar de forma completa las variaciones de la señal en el receptor habría por tanto que unir las dos clases de distribuciones. Las variaciones rápidas se encuentran superpuestas a las variaciones lentas que son resultado de promediar las variaciones rápidas (ver Figuras 2.7, 2.8 y 2.9

y la Ecuación 10 del apartado 2.1). De este modo, una forma apropiada para llevar a cabo la unión de las distribuciones consistiría en suponer una fdp de variación rápida cuya media no fuera una constante sino que variará de forma log-normal. Este enfoque fue utilizado a finales de los años 70 para unir la distribución Rayleigh con la distribución log-normal en la denominada distribución Suzuki [Parsons]. Su expresión es la siguiente:

$$f_E(\mathbf{E}) = \int_0^\infty \frac{\mathbf{E}}{\sigma^2} e^{-\frac{\mathbf{E}^2}{2\sigma^2}} \frac{M}{\sigma\alpha\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\log(\sigma/\sigma_0)}{2\alpha^2}} d\sigma$$

$$M = \log(e) = 0.434$$

Ecuación 160

donde σ es el parámetro característico de la distribución Rayleigh, α es la desviación estándar de la distribución log-normal. La fdp de la Ecuación 160 es una integral no analítica y por tanto su evaluación es complicada (sobre todo en la época en la que fue propuesta). Debido a esta razón esta fdp no ha sido muy utilizada.

Toda distribución estadística debe ser precisa especialmente en las colas de la distribución, es decir, en las zonas alejadas de la media. El conocimiento de la señal en el receptor es incompleto si no se sabe con cierto grado de certeza la probabilidad de que la señal alcance valores mayores o menores del valor medio de la señal. Campañas de medidas realizadas a una frecuencia de 900 MHz han mostrado que la fdp Suzuki representa un ajuste muy bueno a los datos reales en las colas de la distribución [Parsons]. Además, se ha demostrado que esta distribución es más apropiada cuando la velocidad del receptor es baja, es decir, en el llamado caso estático.

Capítulo 4. Sistemas de medida.

4.1 Introducción.

En los Capítulos 2 y 3 hemos visto la importancia y dificultad de la caracterización del canal móvil tanto en gran escala como en pequeña escala. Las campañas de medidas son fundamentales para conocer cómo es el canal móvil de los distintos entornos reales. Por lo tanto, es necesario disponer de métodos adecuados para la medida del canal móvil. Como el canal se asemeja a un filtro que altera una señal entrante, los sistemas de medida consistirán básicamente en un generador fijo de señales las cuales llegan a los equipos de medida tras atravesar el canal, como se ve en la Figura 4.79. Gracias al conocimiento de la señal generada y la medición de la señal recibida se podrán estimar ciertas características del canal. Idealmente, estos métodos deberían aunar precisión y cierta facilidad en el transporte para que la señal recibida pueda ser medida a lo largo de trayectos a bordo de un receptor móvil (coche). Los sistemas de medida se clasifican en sistemas de banda estrecha y de banda ancha.

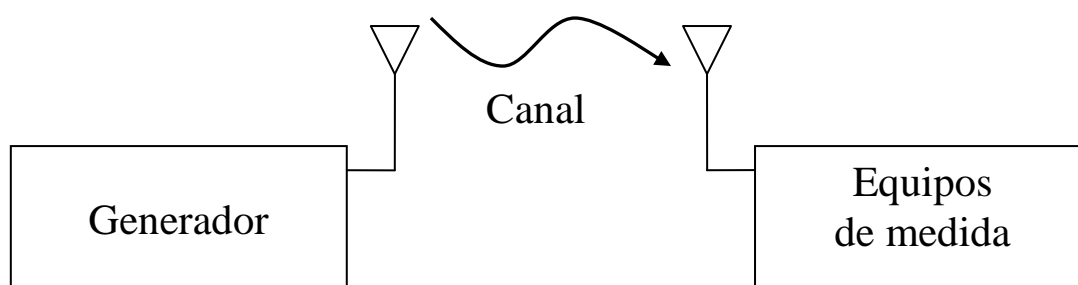


Figura 4.79. Esquema general de un sistema de medida.

4.2 Sistemas de medida en banda estrecha.

Estos sistemas miden únicamente la potencia de la señal recibida. Normalmente no ofrecen información de la fase de la señal recibida. Como el canal no se va a medir a lo largo de un gran ancho de banda se denominan sistemas de banda estrecha. También son útiles para el estudio de la compatibilidad electromagnética. Vamos a estudiar tres dispositivos utilizados en sistemas de este tipo: el dispositivo TEMS, el analizador de espectro y el medidor de campo.

4.2.1 Dispositivo TEMS.

El TEMS es un receptor (móvil) creado por la compañía Ericsson y diseñado para el estudio y planificación del sistema GSM [TEMS Ericsson]. Es capaz de medir gran cantidad de datos sobre los canales de control y tráfico que el móvil envía y recibe, así como la potencia de las señales recibidas y enviadas. Como se observa en la Figura 4.81 el TEMS tiene la apariencia de un móvil normal. Al igual que cualquier otro receptor de GSM el TEMS requiere de una tarjeta SIM para acceder a la red. Sin embargo, el TEMS a diferencia de un simple móvil GSM posee una serie de menús en los que se muestran los distintos datos medidos. En la Figura 4.80 se muestra un TEMS encendido y el primer menú.



Figura 4.80. Equipo TEMS pocket apagado [Obtenido en diciembre de 2014 de www.ericsson.poral.net]



a)



b)

Figura 4.81. Equipo TEMS pocket encendido con menú (elaboración propia) a) y ejemplo de menú [TEMS Ericsson] b).

Entre otros datos el TEMS ofrece información en sus diferentes menús sobre:

- **L:** tipo de canal lógico que se recibe.
- **BC:** valor del ARFCN (“*Absolute Radio Frequency Number*”) de la celda servidora y de las celdas vecinas. Sirve para calcular la frecuencia utilizada.
- **BC:** código de identidad de la estación base (BSIC) de la celda servidora y de las celdas vecinas.
- **RxLv:** nivel de potencia recibida de la celda servidora y de las vecinas.
- **Tx:** potencia transmitida.
- **TS:** número de ranura temporal (“*timeslot*”).
- **TA:** “*timing advance*”.
- **RQ:** tasa de error recibida.

- **MCC:** código del país.
- **MNC:** código de red.
- **CI:** identidad de la celda.
- **LAC:** código de área de localización.
- **C1 y C2:** valores para determinar si se hace o no “*handover*”.
- **CA X:** frecuencias usadas por la celda actual.

Como vemos el TEMS ofrece gran cantidad de información sobre el funcionamiento de la red de GSM. Por ejemplo, se puede estudiar si el cambio de celda se realiza con demasiada asiduidad debido a parámetros incorrectos en la red. Debido a que también mide la potencia recibida (RxLv), el TEMS se puede utilizar para realizar campañas de medidas de forma sencilla.

4.2.2 Analizador de espectros.

Como su propio nombre indica un analizador de espectros calcula el espectro de una señal de RF que se introduce en el dispositivo. También es capaz de evaluar la potencia instantánea de la señal en el dominio del tiempo. Un analizador de espectro, como el de la Figura 4.82, se puede utilizar en diversas configuraciones para medir características de potencia tanto de la estación base (BS según las siglas inglesas) como del receptor móvil (MS según las siglas inglesas).

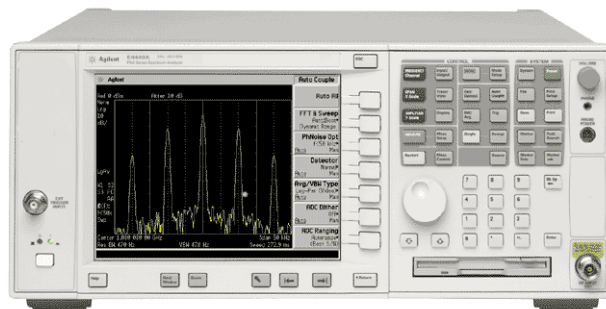


Figura 4.82. Analizador de espectro de la marca Keysight [Keysight PSA Series].

En la Figura 4.83 se muestra el montaje de los dispositivos para la medida de la potencia transmitida de una estación base. El procedimiento se puede explicar con las diversas conexiones existentes entre los equipos usados. La BS bajo test transmite una portadora de RF producida con el generador de señales. La señal transmitida no es radiada sino que se inserta directamente en el analizador de espectros. El proceso es controlado con un ordenador conectado a la BS [Agilent PSA series].

En este montaje el analizador de espectros se ajusta para visualizar la potencia instantánea. El dispositivo indica tres parámetros, como son el máximo, el mínimo y la media de la potencia, que caracterizan la potencia transmitida por la BS. Existen tres modos diferentes de medir la potencia media:

- En el modo “*Full Burst Width*” se toman en cuenta los instantes que se encuentran entre dos puntos límite. Estos dos puntos son aquellos instantes en los que la potencia detectada es de -6 dB respecto a la potencia media de la primera ranura temporal detectada. En la Figura 4.84 se muestra un ejemplo de este modo de operación.
- En el modo “*Above Threshold Level*” se toman en cuenta todos los instantes cuya potencia es mayor que un determinado valor de umbral. En la Figura 4.85 se muestra un ejemplo de este modo de operación.

- En el modo “Signal Time Slot” se toman en cuenta aquellos instantes que pertenecen a la ranura temporal seleccionada. En la Figura 4.86 se muestra un ejemplo de este modo de operación

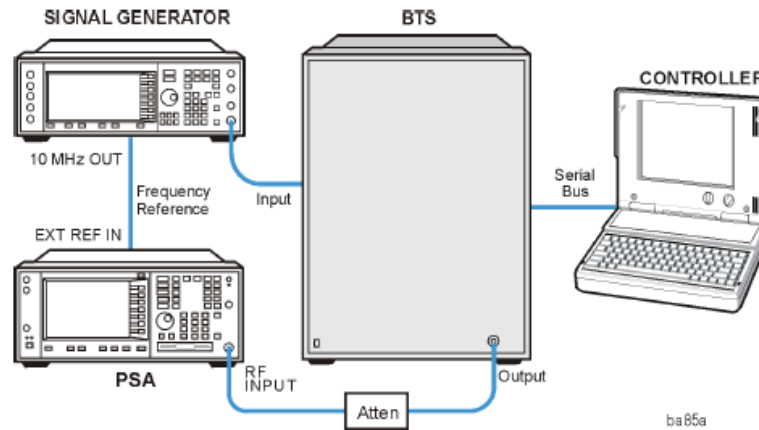


Figura 4.83. Sistema de medida de la potencia transmitida por una estación base con un analizador de espectros [Keysight PSA Series].

Los valores máximos y mínimos se evalúan sobre toda la muestra temporal capturada. Es decir, no se calculan sobre intervalos temporales de la muestra total como en el cálculo de la media.

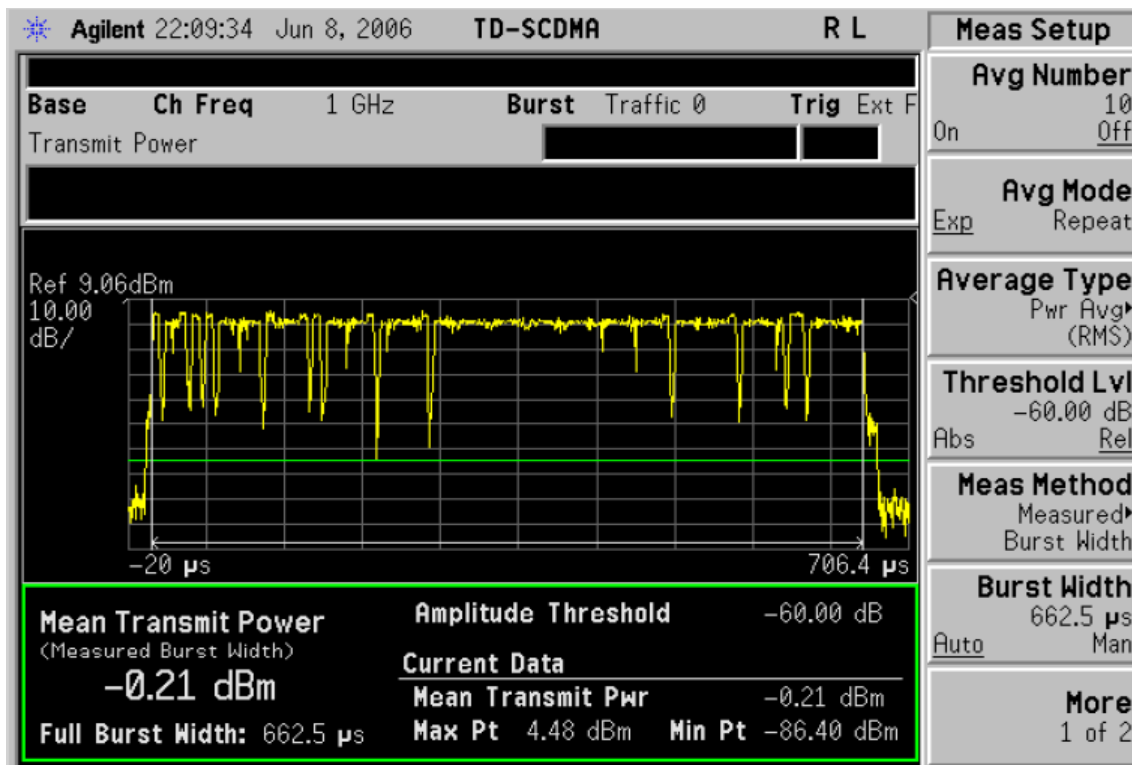


Figura 4.84. Ejemplo de señal medida en el analizador de espectros en el modo “Full Burst Width” [Keysight PSA Series].

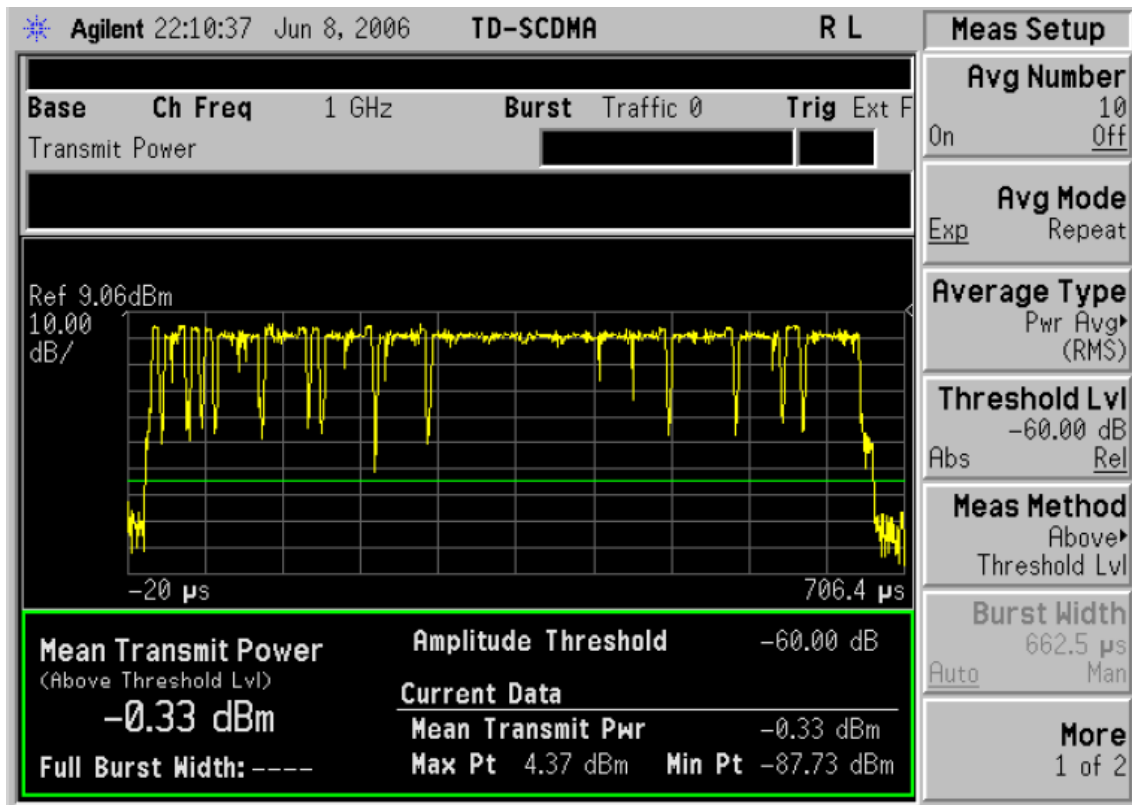


Figura 4.85. Ejemplo de señal medida en el analizador de espectros en el modo “Above Threshold level” [Keysight PSA Series].

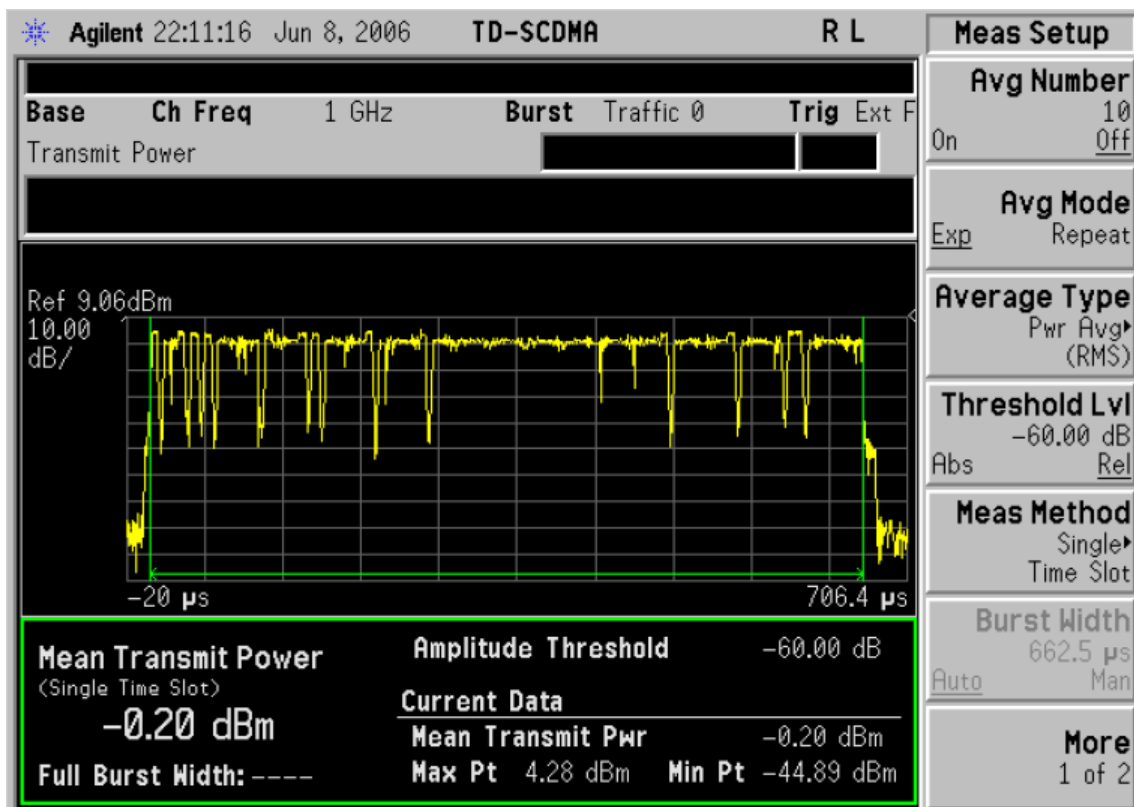


Figura 4.86. Ejemplo de señal medida en el analizador de espectros en el modo “Signal Time Slot” [Keysight PSA Series].

La potencia transmitida por el móvil (MS) se puede medir mediante el montaje mostrado en la Figura 4.87. En este caso el analizador de espectros se ajusta para visualizar el espectro de la señal, más concretamente la densidad espectral de potencia. El MS se conecta a un ordenador que le indica que debe transmitir la señal que se desea medir. La salida de la señal se conecta al analizador de espectros que mostrará la potencia transmitida.

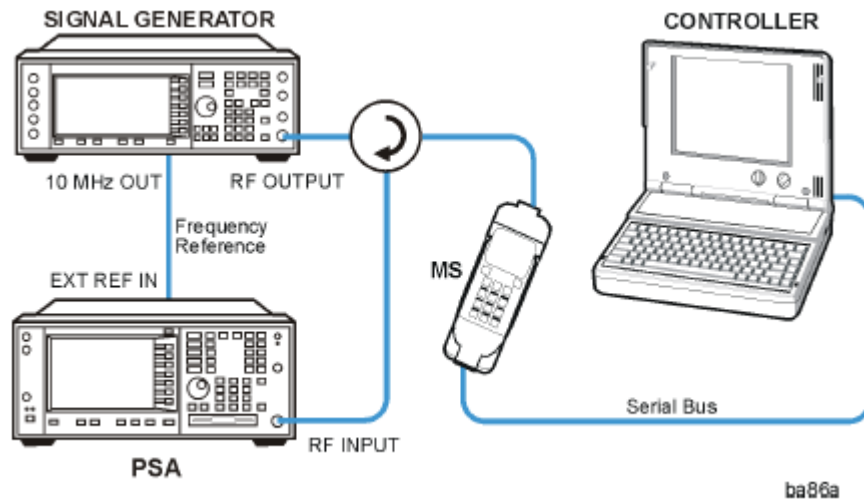


Figura 4.87. Sistema de medida de la potencia transmitida por un receptor móvil con un analizador de espectros [Keysight PSA Series].

En el sistema de medida de la potencia transmitida por el MS se puede optar por diversos modos de visualización. En la Figura 4.88 se observa la potencia cuando se selecciona el modo gráfico de barras. En la Figura 4.89 se muestra la densidad espectral de potencia en el modo “espectro”. Ambos modos se pueden combinar de forma que las barras se superponen a la densidad espectral de potencia.

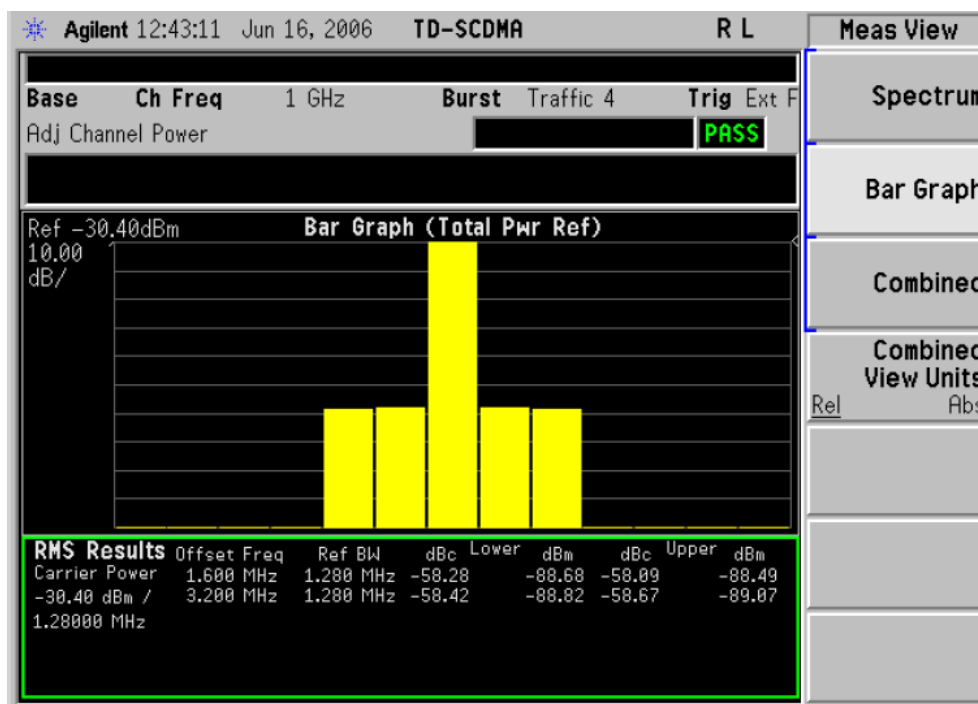


Figura 4.88. Ejemplo gráfico de barras en la medida de la densidad espectral de potencia de la señal transmitida por un receptor móvil [Keysight PSA Series].

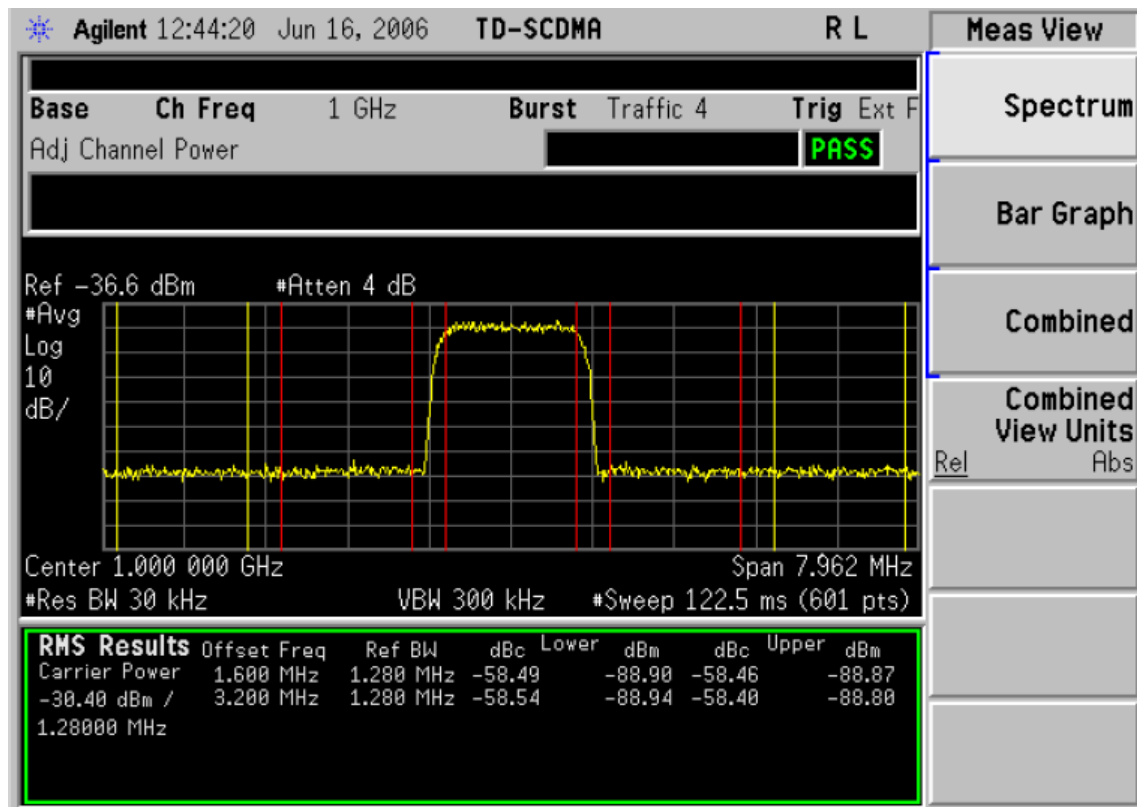


Figura 4.89. Ejemplo de densidad espectral de potencia de la señal transmitida por un receptor móvil [Keysight PSA Series].

4.2.3 Medidor de campo.

Este equipo mide el nivel de campo eléctrico que se recibe a través de una antena conectada a él. Posee la capacidad de demodular la señal recibida en una amplia gama de modulaciones: QPSK, OFDM, QAM, etc. Por ello se emplea mucho en la orientación de antenas encargadas de la captación de señales de televisión. Asimismo es capaz de medir la potencia o el voltaje en diversas unidades: dBm, dB μ V, dBmV. Por ejemplo, en la Figura 4.90 se aprecia el voltaje en dB μ V de una señal a lo largo de 16 MHz. También puede medir tanto canales digitales como analógicos. En los canales analógicos solo se mide la potencia, en los canales digitales se puede medir el BER, la potencia o la relación portadora-ruido (C/N). Aunque su utilización es mayor en los sistemas de comunicaciones vía satélite también se ha usado en el sistema GSM.

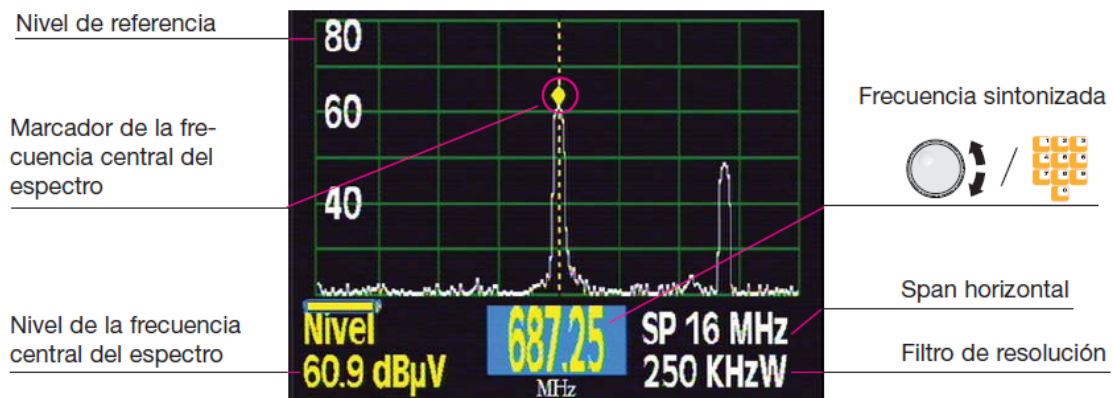


Figura 4.90. Ejemplo de señal capturada en un medidor de campo [Televis].

4.3 Sistemas de medida en banda ancha.

Para medir todas las características de dispersión temporal y frecuencial así como el ancho de banda y tiempo de coherencia del canal radio, es necesario obtener una representación de la estructura multicamino de dicho canal. Es decir, hay que medir el perfil de retardo normalizado (PDP). El PDP se obtiene a partir de la función de respuesta al impulso cronovariante $h(t,\tau)$. Esta función es la respuesta del canal en un instante t a un impulso generado τ segundos antes. Es imposible transmitir un impulso, sin embargo, se puede transmitir un pulso de duración suficientemente corta (T_{BB}) para conseguir aproximadamente la respuesta a un impulso. Si ese pulso se transmite con un tiempo de repetición mayor que el máximo retardo del canal, en el receptor se obtendrá la función $h(t,\tau)$ que define al canal, tal como se observa en la Figura 4.91. Si el pulso transmitido posee una duración mayor que la diferencia de retardos de las réplicas multicamino, en el receptor unas réplicas influirán en otras de modo que la función $h(t,\tau)$ no reflejará la verdadera forma del canal, tal como se ve en la Figura 4.92 [Rappaport].

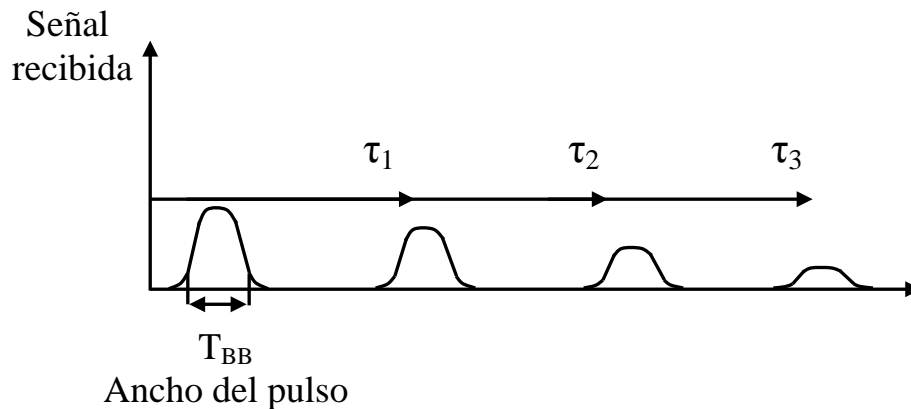


Figura 4.91. Réplicas recibidas cuando se transmite un pulso de corta duración.

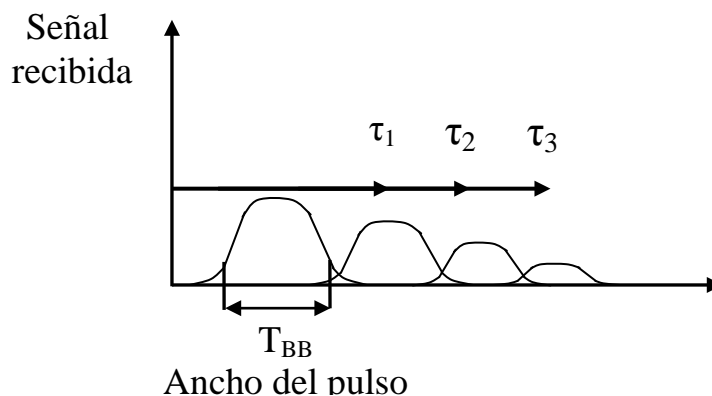


Figura 4.92. Réplicas recibidas cuando se transmite un pulso de larga

Los sistemas de medida del PDP tradicionales se basan en este procedimiento, fundamentado en la transmisión de pulsos de corta duración. Estos pulsos poseen un gran ancho de banda, que puede ser mayor que el ancho de banda de coherencia del canal. Por ello, estos sistemas son sistemas de medida de banda ancha. En general, la caracterización total del canal implica la medida del mismo a lo largo de un gran ancho de banda. Así se medirán adecuadamente todas sus características tanto en frecuencia

como en el dominio del tiempo. Los dos primeros sistemas de esta apartado, “*Direct RF pulse system*” y “*Spread Spectrum sliding correlator system*” son de este tipo. El último sistema “*Frequency domain channel sounding*” no mide directamente la función $h(t,\tau)$ sino su respuesta en frecuencia. Como las réplicas multicamino se comportan de forma aleatoria, tanto en amplitud como en fase, la potencia recibida es un proceso aleatorio. Por ello estos sistemas de medida deben utilizarse para realizar una media de las potencias recibidas en un área local. Si el pulso es suficientemente pequeño la media de la potencia total del PDP se convierte en la suma de las potencias medias de las componentes multicamino [Rappaport]:

$$E_{a,\theta}[P] = E_{a,\theta} \left[\sum_{i=0}^{N-1} |a_i e^{j\theta_i}|^2 \right] \approx \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2}$$

Ecuación 161

4.3.1 “*Direct RF pulse system*”.

Este sistema sigue el procedimiento explicado anteriormente. El sistema de transmisión consiste en la transmisión de un pulso de corta duración T_{BB} con un periodo de repetición T_{REP} como se muestra en la Figura 4.93.

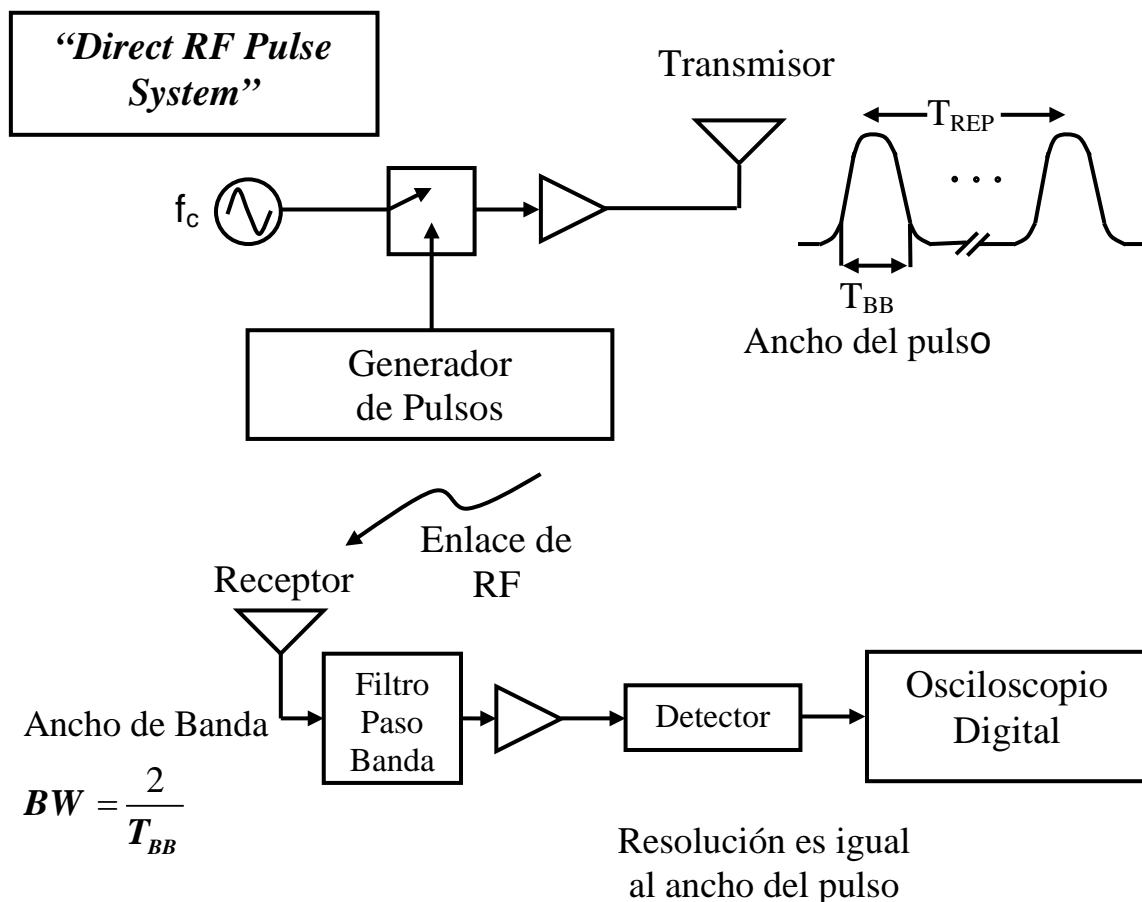


Figura 4.93. Esquema de funcionamiento del sistema de medida “*Direct RF pulse system*”.

La señal alterada por el canal, compuesta por réplicas de la señal transmitida, es captada por el receptor y seleccionada por un filtro paso banda de ancho de banda igual a $BW=2/T_{BB}$ [Hz]. Como T_{BB} es un valor pequeño, el ancho de banda del filtro es

grande. Después del filtrado, que elimina el ruido que se sitúa fuera del ancho de banda seleccionado, se amplifica la señal y se detecta mediante un detector de envolvente. En la última fase del proceso, la señal es guardada y visualizada en un osciloscopio. Este método permite una medida inmediata del cuadrado de la respuesta al impulso del canal convolucionada con el pulso transmitido (como el pulso es prácticamente un impulso la señal obtenida es la respuesta al impulso) [Rappaport].

El retardo mínimo resoluble es igual a la duración del pulso T_{BB} . Si dos réplicas poseen retardos con una relación $\tau_i - \tau_j$ menor que T_{BB} , no se podrán diferenciar, es decir, únicamente se distinguirá una réplica realmente compuesta por las dos. Las mayores ventajas de este sistema radican en su sencillez y su inmediatez. También es un sistema barato. Además, la realización de una estima de la media del PDP en un área local es asimismo sencilla si el osciloscopio se ajusta en modo media (“average”). Existen diversas desventajas en este sistema. Debido al gran ancho de banda del filtro inicial, es propenso a interferencias y ruido. Por lo tanto, la medida se puede degradar fatalmente. El osciloscopio debe detectar la primera réplica o componente para poder detectar (“trigger”) apropiadamente el resto de réplicas. Otra desventaja radica en la incapacidad para medir las fases de las componentes multicamino debido al uso del detector de envolvente.

4.3.2 “Spread Spectrum sliding correlator system”.

Este sistema emplea la técnica de ensanchado en espectro para solventar ciertas de las desventajas del método anterior. Gracias a esta técnica se puede utilizar un filtro paso banda de ancho de banda reducido por lo que el ruido y las interferencias son rechazadas en gran medida. Además, la señal final que se detecta en el osciloscopio posee un ancho de banda pequeño por lo que es el almacenamiento de la información que porta es más sencillo. Esta ventaja era muy importante en los años 70 cuando se introdujo este método. Actualmente, carece de importancia gracias a la gran capacidad de almacenamiento de las memorias de estado sólido y discos duros.

El sistema completo se muestra en la Figura 4.94. En el transmisor una señal portadora (CW) es multiplicada en el dominio del tiempo por una secuencia de ruido pseudoaleatorio (secuencia PA) de gran ancho de banda. El periodo de la señal CW es T , mientras que el periodo de la señal PA, que se denomina periodo de chip T_c , es mucho menor que T . La secuencia de ruido PA posee una longitud l , muy larga para que efectivamente sea pseudoaleatoria. Esta multiplicación produce un ensanchamiento de la señal resultante en el dominio de la frecuencia. La señal ensanchada resultante es transmitida a través del canal, en el cual existen señales interferentes (dibujadas en forma de columna vertical en la Figura 4.94) y ruido aditivo a lo largo de toda la banda (dibujado en forma de columna horizontal de menor altura que la señal ensanchada).

En el receptor la señal compuesta por réplicas, ruido e interferencias es captada por la antena. Un primer filtro de gran ancho de banda $BW=2R_c=1/T_c$, selecciona la señal ensanchada. Después, la señal filtrada se multiplica por la misma secuencia PA del transmisor con el objetivo de recuperar la señal CW original. Debido al efecto del canal, que queremos medir, no se recuperará una única señal original sino diversas réplicas de ella. La multiplicación por la secuencia PA provoca un desensanchado de la señal original y de sus réplicas como se observa en la columna enmarcada en la Figura 4.94. Además, las señales interferentes y el ruido aditivo son ensanchados al ser multiplicados por la secuencia PA, como se aprecia en las columnas horizontales dibujadas en la Figura 4.94. Así, gracias a un filtro paso banda de banda estrecha es sencillo eliminar buena parte de las interferencias y ruido. Finalmente, la

señal filtrada es detectada por un detector de envolvente y mostrada y almacenada en un osciloscopio.

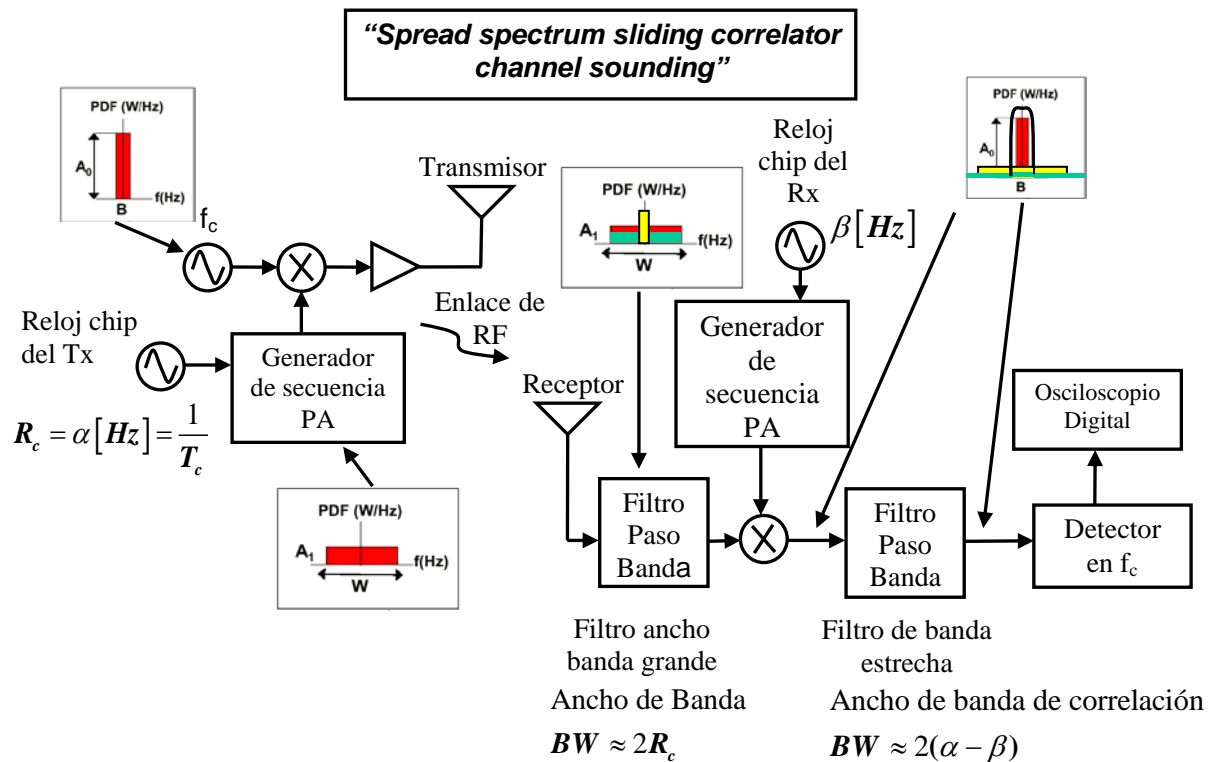


Figura 4.94. Esquema de funcionamiento del sistema de medida “Spread Spectrum sliding correlator channel sounding”

Una de las peculiaridades de este sistema consiste en que el reloj de la secuencia PA del transmisor, funciona a una frecuencia α [Hz], ligeramente más rápida que la frecuencia del receptor β [Hz]. Por ello, el desensanchado ocurre cada cierto periodo de tiempo, cuando el reloj del receptor coincide con el reloj de una réplica multicamino. En ese instante la correlación entre la secuencia PA de transmisión y recepción aumentará respecto al valor mínimo de correlación. Hay que tener en cuenta que la señal transmitida está compuesta por réplicas. Cada réplica estará representada por un máximo de correlación. Conforme mayor es el retardo, mayor será la diferencia entre la secuencia PA transmitida y la secuencia PA generada en el receptor, así que la correlación será de menor amplitud. La primera réplica tendrá el mayor máximo de correlación, la segunda réplica el segundo máximo y así sucesivamente. La diferencia de frecuencias de los relojes produce una dilatación del tiempo de medida. Las réplicas parecen estar separadas un retardo mayor del real. Por tanto, la señal final almacenada debe ser procesada para obtener el PDP real. El tiempo entre correlaciones máximas se muestra en la Ecuación 162.

$$\Delta T = T_c \gamma l = \frac{\gamma l}{R_c}$$

donde T_c es el periodo de chip

$$\gamma \text{ es el slide factor } \gamma = \frac{\alpha}{\alpha - \beta}$$

α es la frecuencia del reloj de transmisión

β es la frecuencia del reloj de recepción

l es la longitud de la secuencia

Ecuación 162

El retardo mínimo resoluble depende únicamente del periodo de chip y no del periodo de la señal original CW:

$$\Delta \tau = 2T_c = \frac{2}{R_c}$$

Ecuación 163

Como la duración T_c es muy pequeña se pueden distinguir réplicas con poca diferencia temporal. La diferencia de frecuencias entre los dos relojes determina el ancho de banda del filtro de banda estrecha:

$$BW = 2(\alpha - \beta)$$

Ecuación 164

Como hemos mencionado el retardo real entre réplicas no es igual al retardo visualizado en el osciloscopio, reflejo de la correlación realizada por el multiplicador. El retardo real se obtiene con el “slide factor” de la Ecuación 162:

$$\text{Tiempo real} = \frac{\text{Tiempo observado}}{\gamma}$$

Ecuación 165

La mayor ventaja de este sistema descansa en la resistencia frente a ruido e interferencias por el uso de la técnica de ensanchado en espectro. Esta ventaja se mide mediante la ganancia de procesado que en este sistema es:

$$\text{Ganancia} = \frac{2R_c}{R_{bb}} = \frac{2T_{bb}}{T_c} = \frac{(S/N)_{salida}}{(S/N)_{entrada}}$$

Ecuación 166

Cuanto mayor sea la ganancia, mayor será la inmunidad frente al ruido y las interferencias. Como T_c es mucho menor que T_{BB} , la ganancia será elevada. El rechazo de toda señal indeseada provoca que se pueda transmitir con menos potencia para cubrir la misma área que en el sistema “Direct RF pulse System”. Si se transmite con la misma potencia se podrá entonces aumentar el área de medida. Otra ventaja radica en que no es necesario sincronizar el transmisor y el receptor, ya que de forma natural y automática

cada ΔT tendremos un máximo de correlación. La desventaja principal de este sistema es la necesidad de un procesado para evaluar el PDP real. Las medidas no son instantáneas ni en tiempo real por lo que dependiendo de las frecuencias de reloj seleccionadas el tiempo empleado en obtener el PDP puede ser excesivo. Si el canal cambia con rapidez las medidas pueden no ser fiables. Al igual que la técnica anterior, no se puede medir la fase de las réplicas multicamino [Rappaport].

4.3.3 "Frequency domain channel sounding".

Este sistema es sensiblemente diferente a los dos anteriores ya que mide la respuesta al impulso en el dominio de la frecuencia. En la Figura 4.95 se muestra el montaje y los equipos necesarios para aplicar esta técnica. El generador de barrido de frecuencias se encarga de escanear una banda de frecuencias centrada en una portadora mediante frecuencias discretas. Para cada frecuencia el equipo de test de parámetros S transmite una señal conocida por el puerto 1 y mide la señal recibida en el puerto 2.

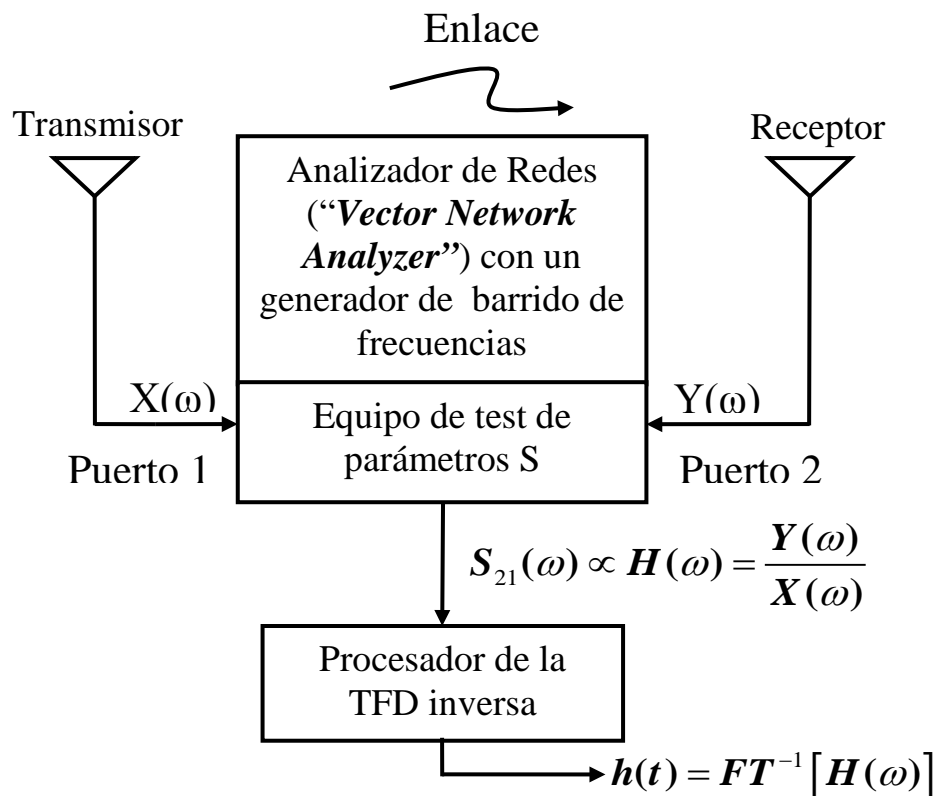


Figura 4.95. Esquema de funcionamiento del sistema de medida "Frequency domain channel sounding"

Un analizador de redes es un equipo que permite medir los parámetros $S(\omega)$ de un dispositivo (por ejemplo un filtro, un amplificador). Con el esquema de conexiones de la Figura 4.95, el parámetro de transmisión $S_{21}(\omega)$ mide la relación entre la señal recibida respecto a la señal transmitida. Si ésta es aproximadamente un impulso, el parámetro S_{21} es una representación de la respuesta al impulso del canal radio en el dominio de la frecuencia. Esta respuesta se convierte al dominio del tiempo gracias a un procesador que aplica la transformada inversa de Fourier discreta [Rappaport].

La dualidad entre el tiempo y la frecuencia determina que la resolución temporal sea inversamente proporcional al ancho de banda barrido. Como el ancho de banda es igual producto del número de frecuencias (N) por el espaciado frecuencial (Δf), la resolución temporal queda fijada aproximadamente como:

$$\Delta T = \frac{1}{B} = \frac{1}{N\Delta f}$$

Ecuación 167

La principal ventaja de esta técnica respecto a las vistas en los apartados anteriores radica en que ahora se obtiene información de la amplitud y también de la fase. Sin embargo, esta técnica presenta ciertas desventajas frente a las anteriores. El sistema requiere de una calibración cuidadosa. Además, es necesario sincronizar al transmisor y al receptor. Por estas razones, sólo es apropiada para mediciones en las que el transmisor se encuentra cerca del receptor. Otra limitación de este sistema consiste en que las medidas no son instantáneas (tiempo real). El procesado de Fourier provoca un retraso en la obtención de los resultados. Este es un gran inconveniente en la medida de canales de rápida variación (tiempo de coherencia pequeño). Mientras el sistema está procesando los resultados el canal han podido cambiar en gran medida. Para mitigar este efecto, es necesario emplear un barrido temporal más rápido. Para aumentar la rapidez se debe reducir el barrido en frecuencia. Esta solución se alcanza mediante la reducción del número de frecuencias (N) de dicho barrido. No obstante, este procedimiento empeora la resolución temporal ya que según se deduce de la Ecuación 167 el valor (ΔT) aumenta. Estas desventajas impiden su uso en entornos exteriores. En cambio, este sistema ha sido utilizado con éxito en canales de entornos interiores. En estos entornos la distancia entre transmisor y receptor es pequeña y el canal es de lenta variación, por lo que las desventajas mencionadas no son significativas.

Capítulo 5. Modelos de propagación.

5.1 Introducción.

Los denominados modelos de propagación tienen como objetivo el cálculo de las pérdidas de propagación (“*Path Loss*”). Estas pérdidas son una primera estimación del valor de la señal en el receptor y son pérdidas en gran escala. De modo más específico podemos considerarlas como el valor medio de pérdidas que se emplearía en un modelo estadístico. Sobre el valor estimado por el modelo existirán variaciones aleatorias provocadas por el carácter aleatorio de los elementos del canal. Por todo ello, a la pérdida estimada en el canal se le denomina pérdida básica de propagación. Entre el transmisor y el receptor existen numerosos elementos tales como edificios, árboles, señales de tráfico y un sinnúmero de obstáculos que influyen en las pérdidas. El mismo perfil del terreno o perfil orográfico es cambiante y puede variar desde uno despejado hasta uno muy montañoso. Si la distancia es suficientemente grande, entonces puede ser necesario incluir la influencia de la curvatura de la terrestre en el modelo. Todos estos elementos deben ser tomados en cuenta por el modelo para alcanzar la precisión deseada. En cada modelo de este tema incidiremos en los elementos que incluye, cómo calcula las pérdidas y su ámbito de aplicación. A continuación se exponen tres clasificaciones diferentes de los distintos modelos de propagación.

5.2 Clasificación de los modelos de propagación.

Debido a que el canal móvil es difícil de modelar y predecir, los modelos de propagación están especializados para ciertos rangos de frecuencias y para determinadas áreas o entornos. Así, podemos realizar una primera clasificación de los modelos de propagación que depende del entorno de aplicación:

- 1) Modelos de entornos rurales.
Estos modelos se utilizan en entornos abiertos en los que el grado de urbanización es reducido o inexistente. Suelen utilizarse en el diseño de radioenlaces entre antenas colocadas en el campo, generalmente en montañas.
- 2) Modelos de entornos urbanos macrocelulares.
Este tipo de modelos sirven para predecir las pérdidas de propagación en células grandes de los sistemas de comunicaciones móviles. Algunos de ellos sirven también para entornos rurales, en particular para pueblos y pequeñas urbanizaciones.

- 3) Modelos de entornos urbanos microcelulares.
Al igual que los anteriores se emplean en sistemas de comunicaciones móviles pero cuando las células son más pequeñas (microcélulas). El método empleado para evaluar las pérdidas suele ser diferente de los métodos de las macrocélulas.
- 4) Modelos de entornos en el interior de edificios (“*indoor*”).
Son modelos adecuados para las células de tamaño más reducido, es decir, para aquellas situadas dentro de los edificios. Algunos son similares a los modelos de microcélulas.

Otro criterio de clasificación radica en el método empleado en la obtención de las pérdidas de propagación. Tenemos los tipos siguientes:

- 1) Empíricos.
Son modelos basados en campañas de medidas. En los primeros modelos las medidas se plasmaban en curvas o tablas que relacionaban las pérdidas con los parámetros libres del modelo (características descriptivas del entorno). En los modelos más modernos las pérdidas son aproximadas por ecuaciones que contienen los parámetros.
- 2) Semi-empíricos.
Son modelos empíricos a los que se añaden soluciones exactas de alguno de los mecanismos de propagación.
- 3) Deterministas.
Están basados en la resolución exacta de las ecuaciones de los mecanismos de propagación que producen las pérdidas: reflexión, difusión y difracción básicamente. A las frecuencias de trabajo de los sistemas de comunicaciones móviles no existe ningún modelo puramente determinista. Esta limitación se debe a que los elementos del canal no se pueden representar con el detalle requerido, que es del orden de la longitud de onda (λ).
- 4) Semi-deterministas.
Son modelos que superan la limitación de los deterministas. Para ello, utilizan técnicas estadísticas para modelar algunos elementos físicos del entorno donde tiene lugar la propagación.

El tercer criterio que tenemos en cuenta en este apartado se refiere al número y tipo de contribuciones que llegan al receptor.

- 1) Única contribución.
Son modelos en los que, de entre todas las contribuciones que llegan al receptor, solo consideran la principal y en ocasiones alguna secundaria. Por tanto, no tienen en cuenta el multicamino. Obtienen únicamente la pérdida básica de propagación por lo que sólo indican la cobertura radioeléctrica.
- 2) Múltiples contribuciones.
Consideran el mayor número posible de contribuciones que llegan debido al multicamino. De esta forma pueden estimar otros parámetros del canal móvil que influyen en la planificación del sistema celular: ensanchamiento del retardo, ancho de banda de coherencia, etcétera...

5.3 Modelos de entornos rurales.

Los modelos para entornos rurales que vamos a ver en este apartado tienen en cuenta principalmente el perfil orográfico. El mecanismo de propagación más importante a considerar, además del rayo directo, es la difracción que ocurre en las montañas que se interponen entre el transmisor y el receptor. Para estimar las pérdidas por difracción se utiliza el modelo de arista explicado en el apartado 2.3.5. Los primeros métodos de este apartado son en realidad únicamente modelos para calcular la difracción múltiple en obstáculos. Han sido incluidos en este apartado ya que consideran que los obstáculos son causados por las irregularidades del terreno. Los modelos de este tipo que vamos a estudiar son el Bullington, el EMP, el Wilkerson, el Epstein-Peterson, el Deygout y el modelo generalizado UITR-526. El resto son propiamente modelos de propagación.

5.3.1 Modelo equivalente de filo de cuchillo de Bullington.

Uno de los primeros modelos de difracción es el Bullington [Parsons]. Este modelo reemplaza una serie de obstáculos por un único obstáculo simplificado como una arista (filo de cuchillo) como se observa en la Figura 5.96. Las pérdidas son una función de d_1 , d_2 y h . Es un modelo muy simple que desprecia todos aquellos obstáculos que se encuentran por debajo de la línea recta que une al transmisor y el receptor (rayo directo). Por esta razón no es muy preciso y tiende a subestimar las pérdidas en el receptor, es decir, ofrece una visión optimista del valor de potencia en el receptor.

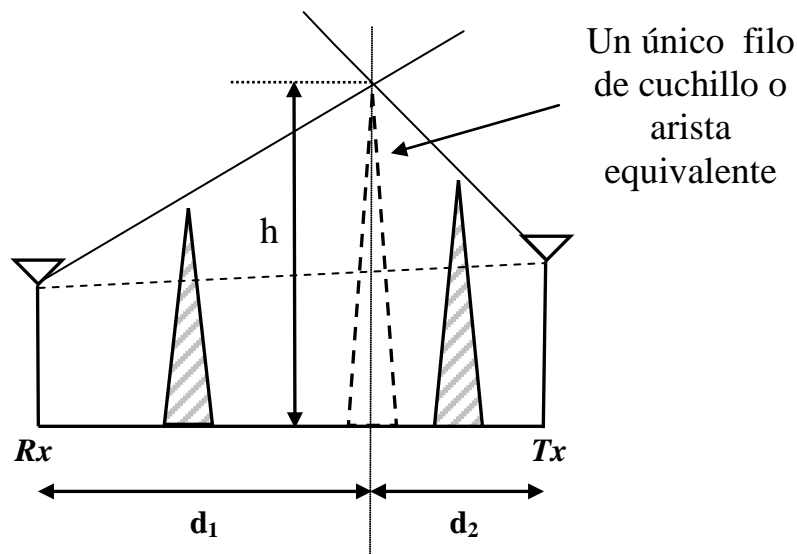


Figura 5.96. Modelo equivalente de Bullington.

5.3.2 Modelo EMP para dos obstáculos.

El modelo de difracción múltiple EMP se aplica cuando ninguno de los dos obstáculos corta al rayo directo que une transmisor y receptor. Obviamente, si el despejamiento o ausencia de obstrucción en los dos obstáculos es suficiente para considerar que no existe difracción en ninguno de los obstáculos, simplemente tendríamos un caso de rayo directo. Por lo tanto, para este método se debe emplear cuando existe despejamiento insuficiente ($-0.7 \leq v \leq 0$) en los dos obstáculos. En la Figura 5.97 se observa un ejemplo correspondiente a este método.

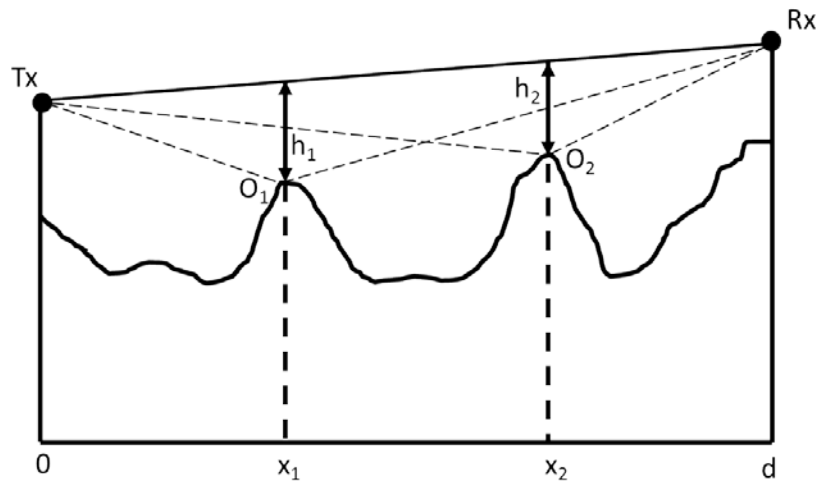


Figura 5.97. Ejemplo de modelo EMP.

Una vez conocidos los dos valores de ν en ambos obstáculos las pérdidas se estiman simplemente sumando dos pérdidas de difracción [Hernando-Rábanos]:

$$L_D = L_D(TO_1R) + L_D(TO_2R) = L_D(\nu_1) + L_D(\nu_2)$$

$$\nu_1 = f(h_1) \quad \nu_2 = f(h_2)$$

Ecuación 168

Las pérdidas totales son L_D . El primer término corresponde a las pérdidas de difracción en el primer obstáculo. El parámetro ν_1 de este primer término se calcula a partir de las posiciones del transmisor, el receptor y el primer obstáculo. El segundo término corresponde a las pérdidas de difracción en el segundo obstáculo. Ahora, el parámetro ν_2 se calcula a partir de las posiciones del transmisor, el receptor y el segundo obstáculo. Las pérdidas de difracción en cada obstáculo se pueden calcular con las Ecuaciones 48 del apartado 2.3.5 o con la gráfica de la Figura 2.24 del mismo apartado.

5.3.3 Modelo Wilkerson para dos obstáculos.

El modelo de difracción múltiple de Wilkerson se aplica cuando el rayo directo corta a uno de los dos obstáculos y existe despejamiento insuficiente ($-0.7 \leq \nu \leq 0$) en el otro. El obstáculo que corta al rayo directo se denomina obstáculo dominante.

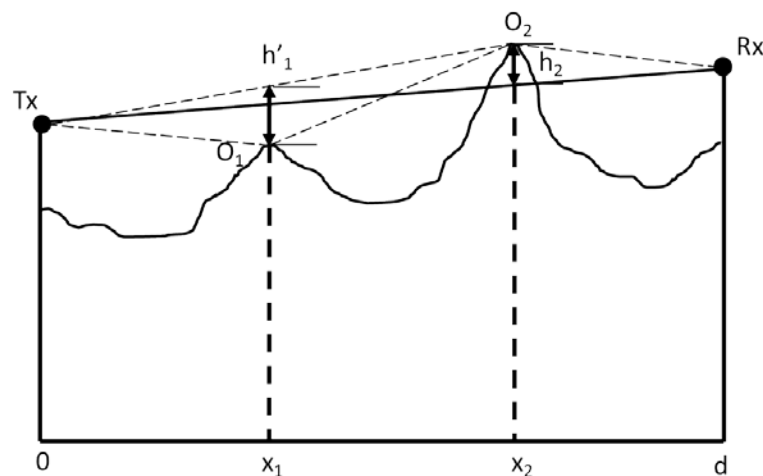


Figura 5.98. Ejemplo del modelo de Wilkerson [Hernando-Rábanos].

De nuevo hay que calcular dos parámetros v . El parámetro v del obstáculo dominante se calcula con las posiciones del transmisor, el receptor y el propio obstáculo dominante (en el ejemplo de la Figura 5.98 es el segundo obstáculo). El parámetro v del obstáculo con despejamiento insuficiente se calcula a partir de las posiciones del obstáculo dominante, del propio obstáculo y del extremo del enlace correspondiente. Este extremo puede ser el transmisor o el receptor, dependiendo de dónde se encuentre el obstáculo con despejamiento insuficiente. Por ejemplo, en la Figura 5.98 el extremo es el transmisor. Si el obstáculo que no corta al rayo directo estuviera entre el obstáculo dominante y el receptor, entonces el extremo a tomar en cuenta sería este último. Así, el destino o la fuente del frente de ondas para el obstáculo secundario no es uno de los extremos del enlace, sino el obstáculo dominante.

Para evaluar las pérdidas hay que sumar dos términos con en el método EMP [Hernando-Rábanos]:

$$L_D = L_D(TO_1O_2) + L_D(TO_2R) = L_D(v_1') + L_D(v_2)$$

$$v_1' = f(h_1') \quad v_2 = f(h_2)$$

Ecuación 169

Como se observa en la Figura 5.98, el término correspondiente al obstáculo con despejamiento insuficiente tiene el símbolo ', mientras que el obstáculo dominante carece de él. En el ejemplo de la Figura 5.98 se aprecia que la distancia h_1' es la diferencia entre la altura del obstáculo O_1 y la altura de la línea que une el transmisor con el obstáculo dominante situado la posición de O_2 .

5.3.4 Modelo Epstein-Peterson para dos obstáculos.

El modelo de difracción múltiple de Epstein-Peterson se aplica cuando el rayo directo corta a los dos obstáculos. No obstante, existen excepciones a esta norma:

- Si la línea que une al transmisor o al receptor con el obstáculo dominante no corta al otro obstáculo, entonces se utiliza el modelo de Wilkerson. El obstáculo dominante es aquél que tiene más pérdidas. En el ejemplo de la Figura 5.99 el obstáculo dominante es O_2 ya que posee mayores pérdidas de difracción ($h_2' > h_1'$).
- Si las pérdidas en los dos obstáculos no son similares, entonces se emplea el método de Wilkerson. Esto ocurre cuando h_1' y h_2' no sean aproximadamente iguales.

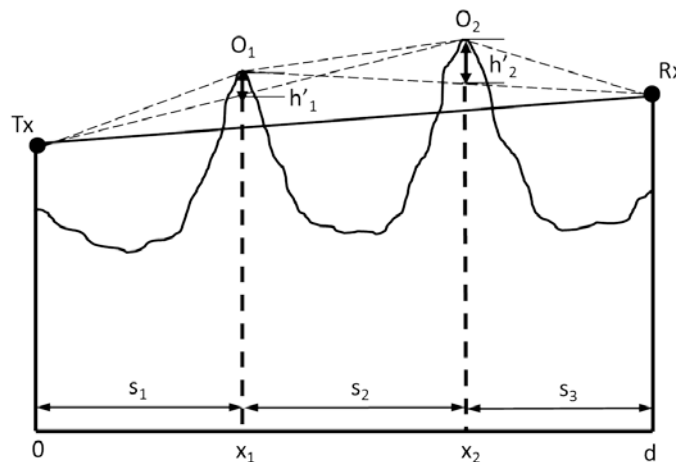


Figura 5.99. Ejemplo del modelo Epstein-Peterson [Hernando-Rábanos].

En resumen, este modelo debe utilizarse cuando los obstáculos son similares, cuando no existe un obstáculo claramente dominante. En ninguno de los dos parámetros v se utiliza el rayo directo que une el transmisor con el receptor. El parámetro v del obstáculo dominante se calcula con la posición del extremo del enlace adecuado, la posición del obstáculo secundario y la posición del propio obstáculo dominante. El parámetro v del obstáculo secundario se calcula con su posición, la posición del obstáculo dominante y la posición del extremo apropiado. Ahora la fuente o destino para cada uno de los obstáculos es el otro obstáculo. Para el ejemplo mostrado en la Figura 5.99 se obtendrían las siguientes ecuaciones [Hernando-Rábanos]:

$$L_D = L_D(TO_1O_2) + L_D(O_1O_2R) = L_D(v_1') + L_D(v_2') + L_C$$

$$v_1' = f(h_1') \quad v_2' = f(h_2') \quad L_C = 10 \log \frac{(s_1 + s_2)(s_2 + s_3)}{s_2(s_1 + s_2 + s_3)}$$

Ecuación 170

Cuando los valores de los dos términos de pérdidas por difracción son elevados, es decir, cuando v_1' y v_2' son mucho mayores que la unidad, el método de Epstein-Peterson presenta grandes errores. En esta situación se le debe añadir el factor de corrección de Millington L_C para corregir los mencionados errores [Parsons]. En la Ecuación 170 se observa que el factor de corrección depende únicamente de la posición de los obstáculos. Existe otro método similar a Epstein-Peterson denominado modelo Japonés. Las pérdidas de este modelo son iguales a las de Epstein-Peterson más el término de corrección de Millington. Sin embargo, ambos métodos tienden a subestimar las pérdidas finales en el enlace [Parsons].

5.3.5 Modelo de Deygout.

El modelo de Deygout se basa en el cálculo del obstáculo principal o dominante que existe en el enlace. Para estimar la posición de este obstáculo se calculan los parámetros v para todos los obstáculos de forma aislada, es decir, como si no existiesen los demás. Para el ejemplo de tres obstáculos de la Figura 5.100 tendríamos tres parámetros v correspondientes a los subvanos TO_1R , TO_2R y TO_3R . El obstáculo cuyo parámetro v sea mayor es el dominante (aunque no sea claramente superior al resto) y sus pérdidas de difracción se calculan con respecto al transmisor y al receptor. Las pérdidas del resto de obstáculos se evalúan con respecto a la línea que une el obstáculo dominante con el transmisor o receptor según corresponda [Parsons]. Es un método por tanto similar al de Wilkerson.

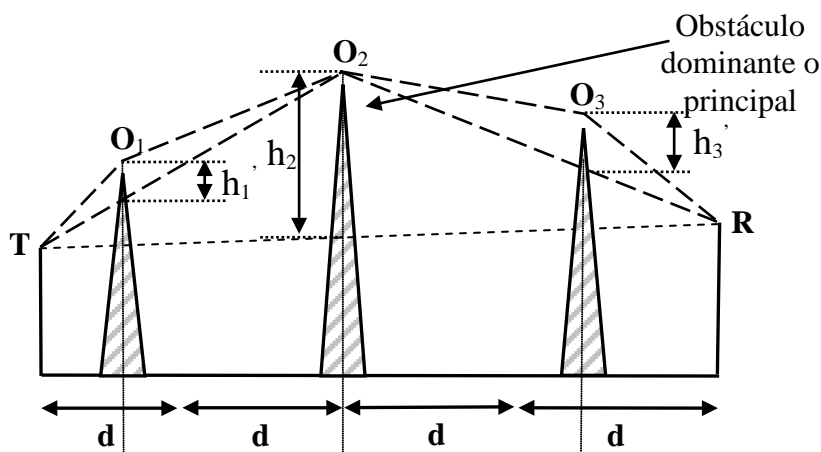


Figura 5.100. Ejemplo del modelo de Deygout para tres obstáculos.

Las ecuaciones para calcular las pérdidas en el ejemplo de la Figura 5.100 son:

$$L_D = L_D(TO_1O_2) + L_D(TO_2R) + L_D(O_2O_3R) = L_D(v_1') + L_D(v_2) + L_D(v_3')$$

$$v_1' = f(h_1') \quad v_2 = f(h_2) \quad v_3' = f(h_3')$$

Ecuación 171

Este modelo admite una generalización para más de tres obstáculos que consiste en una aplicación recursiva del método. En primer lugar se comienza con el obstáculo principal de la forma ya mencionada. Entre cada extremo del enlace y el obstáculo dominante existirá un obstáculo dominante subsidiario. A continuación, se calculan sus pérdidas individuales (correspondientes al parámetro v que es evaluado al principio del algoritmo para ver cual es el dominante de entre todos los obstáculos). Además, como con el dominante, hay que añadir las pérdidas adicionales debidas a los obstáculos cuyos v sean menores respecto al obstáculo dominante subsidiario [Parsons]. En la práctica, las pérdidas totales en esta generalización están compuestas por tres términos: las pérdidas del obstáculo principal, y las pérdidas de los dos obstáculos subsidiarios en a cada lado del dominante. El modelo de Deygout suele sobreestimar las pérdidas en aquellas situaciones en las que Epstein-Peterson y el modelo Japonés suelen subestimar las pérdidas [Parsons].

5.3.6 Modelo generalizado UIT R-526 para N obstáculos.

El modelo UIT R-526 se aplica cuando existen N obstáculos entre el transmisor y el receptor. Este método consiste en una generalización del método de Epstein-Peterson. Para calcular las sucesivas pérdidas de difracción hay que determinar el polígono funicular del perfil. Tal como se ve en la Figura 5.101, es una poligonal cuyos vértices son el transmisor, el receptor y los obstáculos dominantes. Se llama así porque es la forma que adoptaría un hilo tenso apoyado en el perfil y fijado a los dos extremos del enlace.

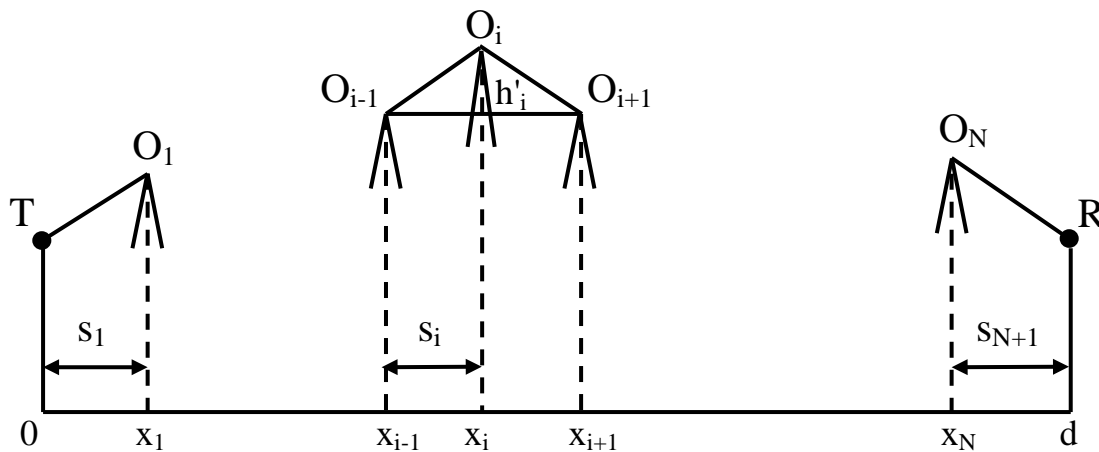


Figura 5.101. Ejemplo del modelo UIT R-526.

En la Figura 5.101 se distinguen los siguientes elementos:

- x_i abscisa del obstáculo O_i .
- h_i' es la altura del obstáculo O_i respecto a la recta que une O_{i-1} con O_{i+1}
- $s_i = x_i - x_{i-1}$, es la distancia entre los obstáculos O_{i-1} y O_{i+1} , mientras que $s_1 = x_1$ es la distancia entre el primer obstáculo y el transmisor, $s_{n+1} = d - x_n$ es la distancia del último obstáculo al transmisor.

En la Ecuación 172 se muestran los términos de pérdidas en este modelo. El término LD corresponde a las pérdidas por difracción en el subvano O_{i-1} , O_i , O_{i+1} debidas al obstáculo dominante O_i . Es equivalente a los términos empleados en el modelo de Epstein-Peterson. $L_{SD}(v_i)$ son las pérdidas debidas a obstáculos en el subvano O_{i-1} , O_i , O_{i+1} que queden por debajo de la línea O_{i-1} , O_{i+1} con despejamiento insuficiente. Únicamente se tendrá en cuenta un único obstáculo para L_{SD} , el que tenga el parámetro v menos negativo (el peor caso, es decir, el que más pérdidas tenga). De nuevo L_C es el factor de corrección de Millington. Este factor sólo se aplica si las pérdidas de difracción L_D de cada uno de los obstáculos son mayores de 15 dB. El factor de corrección depende de la posición de todos los obstáculos.

$$L_N = \sum_{i=1}^N L_D(O_{i-1}O_iO_{i+1}) + \sum_{i=1}^N L_{SD}(v_i) + L_C = \sum_{i=1}^N L_D(v'_i) + \sum_{i=1}^N L_{SD}(v_i) + L_C$$

$$v'_i = f(h'_i) = h'_i \sqrt{\frac{2(s_i + s_{i+1})}{\lambda s_i s_{i+1}}} \quad L_C = 10 \log \frac{(s_1 + s_2)(s_2 + s_3) \cdots (s_N + s_{N+1})}{s_2 \cdots s_N (s_1 + s_2 + \cdots + s_{N+1})}$$

Ecuación 172

5.3.7 Modelo de Longley-Rice.

El modelo de Longley-Rice fue uno de los primeros modelos de propagación y data de los años 60 [Rappaport]. Este modelo es aplicable a sistemas de comunicaciones que trabajen en un ancho de banda entre 40MHz y 100GHz sobre diferentes tipos de terrenos. Las pérdidas son predichas utilizando la geometría del terreno y la refractividad de la troposfera. Para predecir el nivel de señal dentro del radio del horizonte se recurre a un modelo con reflexión a 2 rayos. Si existe algún obstáculo entre el transmisor y el receptor se utilizaba el modelo de arista o filo de cuchillo (“Knife-edge”) para evaluar las pérdidas por difracción. Originalmente se utilizaba de modo manual, posteriormente se programó en ordenadores.

Los parámetros que usa son: la frecuencia de transmisión, la distancia entre receptor y transmisor, las alturas de las antenas, la refractividad de la superficie, el radio efectivo de la Tierra, la conductividad de la Tierra, la constante dieléctrica de la Tierra y el clima. Dependiendo del grado de conocimiento del perfil del terreno existen dos modos de funcionamiento. En el modo punto a punto se conoce perfectamente el perfil del terreno entre el receptor y el transmisor. En el modo área, el perfil es desconocido y por tanto los parámetros del perfil deben ser estimados. Desde la publicación del modelo se han añadido mejoras, como por ejemplo términos que permiten su utilización en zonas urbanas. Los mencionados términos incorporan las pérdidas debidas al ocultamiento del receptor que producen los edificios en las zonas urbanas. Una de las desventajas de este método es que no tiene en cuenta el multicamino.

5.3.8 Modelo de Durkin.

Uno de los modelos clásicos es el de Durkin [Rappaport]. También se le denomina modelo JRC [Parsons]. El modelo se realizó con el objetivo de construir un simulador en un computador que calculara las pérdidas del canal. El cálculo se divide en dos partes. En primer lugar, calcula el perfil del terreno de la línea recta que une el receptor y el transmisor. En la segunda parte, el modelo del terreno se utiliza para evaluar las pérdidas. El modelo supone que la única contribución importante es la que sigue la línea del perfil y desprecia todas las demás contribuciones. Por ello, únicamente

considera, a lo largo del perfil calculado, los mecanismos de rayo directo si existe visión directa, y difracción en aquellos obstáculos que intercepten al rayo.

Las características del terreno se guardan en una matriz bidimensional cuyos elementos contienen la altura de cada posición. Como la línea del perfil no pasa exactamente por puntos discretos de la matriz es necesario aplicar técnicas de interpolación para hallar las alturas de los puntos que componen dicho perfil como se aprecia en la Figura 5.102. Una vez calculado el perfil tiene lugar la evaluación de las pérdidas en el receptor. Para ello es necesario saber cuántos obstáculos se interponen entre el receptor y el transmisor. Dependiendo del número de obstáculos se aplica un modelo determinado en cada caso. Para evaluar en cada punto interpolado que compone el perfil si existe obstrucción o no se recurre al parámetro v . Si un obstáculo o altura en un punto tiene un valor del parámetro de difracción de Fresnel-Kirchoff v negativo menor que -0.8 entonces se consideran condiciones de espacio libre en ese punto. Si esta condición se cumple para todos los puntos del perfil entonces existe visión directa y se utiliza la fórmula de espacio libre. Si por el contrario si aparece algún punto con un valor v mayor que -0.8 entonces se consideran dos posibilidades:

- No existe visión directa: se calculan las pérdidas con las ecuaciones de espacio libre y con la ecuación que permite obtener las pérdidas en el modelo a dos rayos más allá del punto de ruptura. Se selecciona el valor que arroje mayores pérdidas (menor potencia recibida).
- Visión directa con despejamiento insuficiente o sin despejamiento (v positivo): a las pérdidas del punto anterior se les suma las pérdidas por difracción. En este caso se consideran cuatro posibles situaciones: una difracción, dos difracciones, tres difracciones y más de tres difracciones. Para determinar el número de difracciones se comparan dos tipos de ángulos. Por un lado, los que forman la línea que une el transmisor y el receptor con las líneas que unen el receptor y los obstáculos. Por otro lado, los ángulos que forman la línea que une el transmisor y el receptor con las líneas que unen el transmisor y los obstáculos. Si, por ejemplo, el máximo ángulo del primer tipo coincide con el máximo del segundo, entonces hay una sola difracción (ver Figura 5.103). Dependiendo del número de difracciones se utiliza un método determinado para calcular las pérdidas.

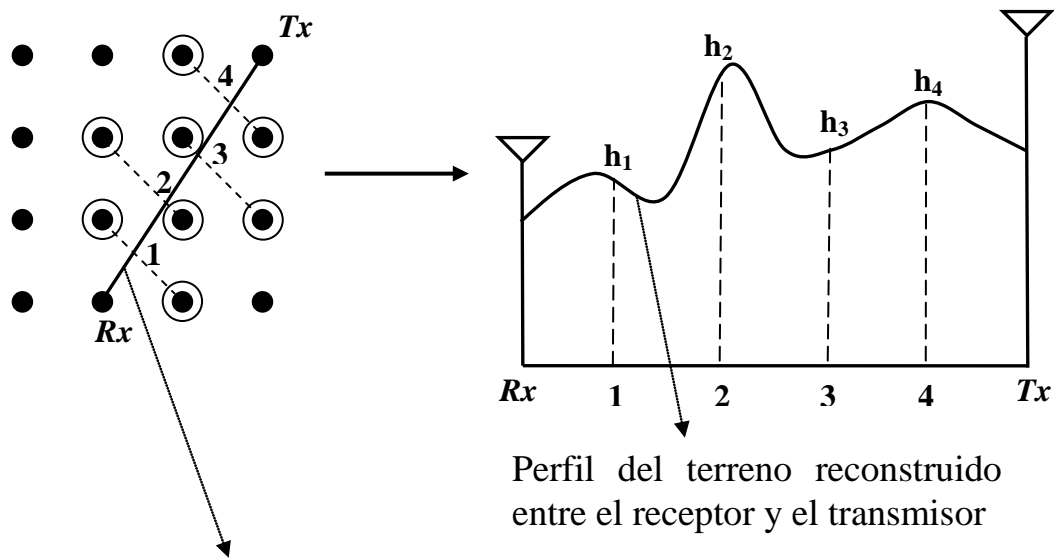
5.3.9 Modelo de Blomquist-Ladell.

Este modelo utiliza el mismo tipo de pérdidas que el modelo de Durkin pero las combina de forma diferente. El objetivo de esta nueva combinación radica en el intento de evitar transiciones bruscas entre aquellos puntos que emplean el modelo de espacio libre (L_F) y aquellos otros que usan el modelo a dos rayos (L_P). La ecuación básica de pérdidas de este modelo es:

$$L(dB) = L_F + \sqrt{(L'_P - L_F)^2 + L_D^2}$$

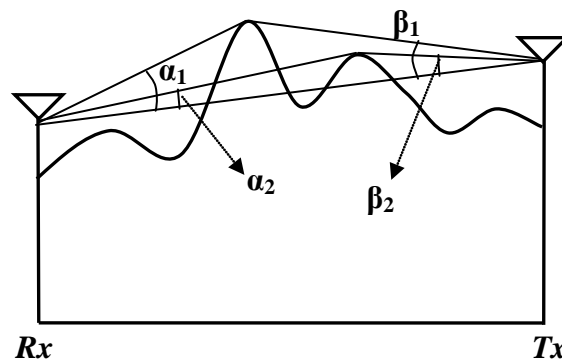
Ecuación 173

donde L_D son las pérdidas de difracción calculadas con el método de Epstein-Peterson. El término L'_P es un modelo de propagación de dos rayos (o de Tierra plana) que tiene en cuenta factores como el efecto de la troposfera y, si la distancia es suficientemente grande, el efecto de la curvatura terrestre. En la descripción de este método no existe una justificación teórica para combinar las pérdidas de la forma descrita en la Ecuación 173.



Perfil del terreno guardado en una matriz: para hallar la altura (h_i) de los puntos (1,2,3,4) se debe interpolar la altura de los círculos con circunferencias.

Figura 5.102. Ejemplo de reconstrucción del perfil del terreno entre un transmisor y un receptor a partir de la matriz que guarda las alturas.



Como $\alpha_1 > \alpha_2$ y $\beta_1 > \beta_2$
 $\alpha_1 = \beta_1$ } \longrightarrow Existe una única difracción

Figura 5.103. Algoritmo para calcular si existe una única difracción

5.3.10 Otros modelos.

En este apartado hemos descrito tan solo algunos de los muchos modelos de propagación de terrenos irregulares rurales. Los mostrados son los más conocidos y estudiados. Otros modelos son más simples y otros son mucho más complicados. La metodología empleada en estos métodos es variada. Se combinan curvas obtenidas a partir de mediciones, fórmulas empíricas que pueden o no sustituir a las curvas y ecuaciones teóricas para ciertos mecanismos de propagación. Respecto a los elementos considerados siempre se debe tener en cuenta la frecuencia de trabajo y las distancias entre los obstáculos y entre el transmisor y el receptor. Asimismo, se pueden tomar en consideración el efecto de la curvatura de la Tierra, de la troposfera o de la atenuación debida a hidrometeoros (lluvia, granizo). La vegetación es otro de los factores que se puede incluir en el modelo. El efecto de los árboles dependerá de la existencia o inexistencia de hojas. Así, en el modelo de **Weissberger** la influencia de una arboleda densa, seca (no húmeda) y con hojas está determinado por las ecuaciones:

$$L(dB) = \begin{cases} 1.33F^{0.284}d_f^{0.588} & 14 < d_f \leq 400 \\ 0.45F^{0.284}d_f & 0 \leq d_f \leq 14 \end{cases}$$

Ecuación 174

donde F es la frecuencia en GHz y d_f es la profundidad de la arboleda en metros. Otros modelos empíricos que tienen en cuenta el follaje son la **Recomendación de la ITU y el modelo COST-235** [Parsons]. En la primera las pérdidas son:

$$L(dB) = 0.2F^{0.3}d_f^{0.6}$$

Ecuación 175

La ecuación del modelo COST-235 para la vegetación sin hojas es:

$$L(dB) = 26.6F^{-0.2}d_f^{0.5}$$

Ecuación 176

Cuando la vegetación tiene hojas la ecuación es:

$$L(dB) = 15.6F^{-0.009}d_f^{0.26}$$

Ecuación 177

En las tres últimas ecuaciones la frecuencia se expresa en MHz y d_f en metros.

Como vemos hay muchos parámetros que se pueden tener en cuenta. Además, existen diversos métodos, teóricos y empíricos, para formar el modelo de propagación.

5.4 Modelos de entornos urbanos macrocelulares.

El entorno urbano es difícil de modelar debido a que el camino entre el transmisor y el receptor está compuesto por multitud de elementos de propagación. Dentro de una macrocélula existen decenas o cientos de edificios que producen muy diversos efectos sobre la señal que llega al receptor. El efecto multicamino es por tanto mucho más importante que en los entornos rurales. Los primeros modelos para el cálculo de coberturas radioeléctricas en este tipo de entornos incorporaban procedimientos empíricos para la estimación de la pérdida básica de propagación y la intensidad de

campo recibida. Posteriormente, aparecieron modelos que incorporaban soluciones teóricas para algunos mecanismos de propagación, es decir, modelos semi-empíricos. Todos ellos son modelos de una única contribución.

Los modelos que vamos a estudiar en este apartado son los siguientes: el modelo de Okumura-Hata, el Walfisch-Bertoni y el COST-321 o Walfisch-Ikegami. El primero es un modelo empírico mientras que los otros dos son semi-empíricos (aunque en ocasiones se les cataloga como semi-deterministas). Todos estos modelos predicen las pérdidas mediante leyes que dependen de la distancia entre transmisor y receptor. La distancia es elevada a un determinado parámetro y multiplicada por otro parámetro:

$$L(d) = Kd^\alpha$$

Ecuación 178

Los modelos de propagación de entornos urbanos emplean modelos digitales del terreno (MDT) que definen la estructura urbana (edificios, calles,...) del entorno de estudio. Conforme aumenta la calidad del modelo digital del terreno puede aumentar la complejidad del modelo de propagación. Cuantos más elementos describan el entorno en el modelo digital, es decir, cuanta más información contenga la matriz que forma el modelo del terreno, mayor podrá ser la precisión del modelo de propagación (ver Figura 5.104).

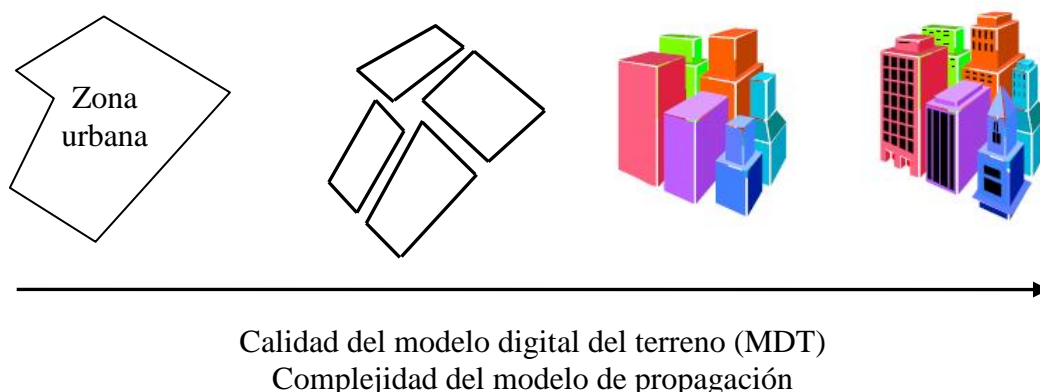


Figura 5.104. Modelo digital del terreno (MDT) y modelo de propagación.

5.4.1 Modelo de Okumura-Hata.

El modelo de Okumura-Hata es un modelo empírico. No tiene en cuenta el entorno real del receptor y solo parcialmente el grado de urbanización. Está basado en un modelo empírico previo que realizó Okumura en Japón. El modelo de Okumura se puede aplicar en un amplio margen de frecuencias (desde 150 Mhz hasta 1920 MHz, aunque se llega a extrapolar hasta los 3GHz) y un rango de distancias muy grande (entre 1km y 100km). La altura de la estación base podía variar entre los 30 y 1000 metros [Rappaport]

En el modelo de Okumura se utilizan una serie de curvas que relacionan la atenuación media respecto de la atenuación de espacio libre en zonas urbanas con la distancia entre transmisor y receptor y con la frecuencia. En la Figura 5.105 se muestra un ejemplo para una altura de transmisor y receptor determinadas. Las curvas se obtuvieron a partir de muchas medidas realizadas con antenas omnidireccionales tanto en el receptor como en el transmisor. El terreno se considera que no es irregular. Para determinar el valor total de atenuación primero hay que calcular el valor de atenuación

de espacio libre y luego añadir el valor de la curva correspondiente ($A_{mu}(f,d)$). Además hay que añadir tres factores de corrección del terreno. Así, la ecuación de pérdidas del modelo de Okumura es:

$$L_{50}(dB) = L_F + A_{mu}(f,d) - G(h_{Tx}) - G(h_{Rx}) - G_{AREA}$$

Ecuación 179

donde L_{50} es el valor medio de pérdida de propagación y L_F son las pérdidas de espacio libre. El término $G(h_{Tx})$ es el factor de ganancia debida a la altura de la estación base, $G(h_{Rx})$ es el factor de ganancia debida a la altura del receptor y G_{AREA} es la ganancia debida al tipo de entorno. Los factores de corrección por altura solo dependen de la altura, no del diagrama de radiación, y se calculan mediante ecuaciones. Para evaluar G_{AREA} se recurre a gráficas. Existen otras correcciones de terreno que no describiremos [Rappaport].

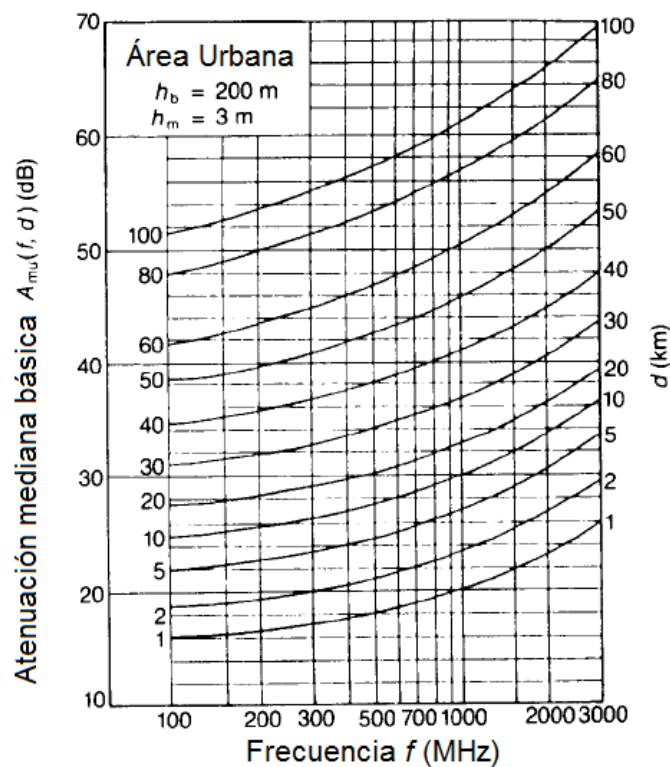


Figura 5.105. Curvas del valor medio de atenuación respecto a espacio libre en el modelo de Okumura [Parsons].

El modelo de Okumura es muy simple y sirve para calcular las pérdidas de propagación siempre y cuando el terreno no cambie abruptamente. Por tanto, es apropiado para áreas urbanas y suburbanas pero no es aconsejable en entornos rurales. Además, al ser un modelo empírico presenta errores significativos. Las desviaciones entre los valores predichos y los medidos suelen oscilar entre los 10 dB y los 14 dB.

Para informatizar el método anterior, Hata desarrolló un conjunto de expresiones numéricas para las curvas normalizadas mediante técnicas de regresión. Las fórmulas estándar se refieren al caso de terreno urbano de modo que introdujo términos correctores que tienen en cuenta el tipo de terreno si es diferente de un entorno urbano. El modelo de Hata puede ser aplicado si:

- La frecuencia f (MHz) se encuentra en el rango de 150 a 1500 MHz.

- La altura efectiva de antena transmisora h_{Tx} (m) está en el rango de 30 a 200 metros.
- La altura sobre el suelo de la antena receptora h_{Rx} (m) está en el rango de 1 hasta los 10 metros. Este rango es apropiado para la planificación de comunicaciones móviles.
- La distancia R (Km) entre el transmisor y el receptor está en el rango de 1 a 20 Km.

La ecuación para evaluar las pérdidas medias en áreas urbanas es:

$$L(dB) = A + B \log(R) \quad \text{Entorno urbano denso}$$

Ecuación 180

donde el término A tiene la siguiente expresión:

$$A = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(h_{Tx}) - a(h_{Rx})$$

Ecuación 181

El término $a(h_{Rx})$ es el factor de corrección para la altura efectiva de la antena del receptor. Su valor depende del tamaño del área urbana. Así, para una ciudad de tamaño mediano o pequeño su expresión es:

$$a(h_{Rx}) = (1.1 \log(f) - 0.7) h_{Rx} - (1.56 \log(f) - 0.8)$$

Ecuación 182

mientras que para una ciudad grande las ecuaciones⁵ que se deben aplicar son [Parsons]:

$$a(h_{re}) = 8.29 (\log(1.54 h_{Rx}))^2 - 1.1 \quad f \leq 200 \text{MHz}$$

$$a(h_{re}) = 3.2 (\log(11.75 h_{Rx}))^2 - 4.97 \quad f \geq 400 \text{MHz}$$

Ecuación 183

El término B de la Ecuación 180 posee la siguiente expresión:

$$B = 44.9 - 6.55 \log(h_{Tx})$$

Ecuación 184

Para obtener las pérdidas en un área suburbana, la Ecuación 180 de Hata para áreas urbanas es modificada mediante la adición de un nuevo término:

$$L(dB) = A + B \log(R) - C \quad \text{Entorno suburbano}$$

Ecuación 185

El término adicional C es:

$$C = 2 \left[\log \left(\frac{f}{28} \right) \right]^2 + 5.4$$

Ecuación 186

⁵ En [Rappaport] para valores menores de 300 MHz se utiliza la primera ecuación y para valores mayores de 300 MHz la segunda.

Finalmente, la fórmula de Hata se puede utilizar en entornos rurales mediante una modificación similar a la realizada para áreas suburbanas:

$$L(\text{dB}) = A + B \log(R) - D \quad \text{Entorno abierto (rural)}$$

Ecuación 187

donde el término D es:

$$D = 4.78[\log(f)]^2 - 18.33\log(f) + 40.94$$

Ecuación 188

Aunque Okumura-Hata se puede utilizar en entornos rurales, es un modelo principalmente urbano y por ello lo hemos incluido en este apartado. En general, las ecuaciones de regresión mostradas presentan una adecuada correlación con las curvas de Okumura siempre y cuando la distancia R sea mayor de 1 Km. Por lo tanto, éste es un modelo apropiado para la planificación de macrocélulas. Este tipo de células han sido utilizadas tradicionalmente en los sistemas de comunicaciones móviles. En cambio, no es un modelo apto para los sistemas de comunicaciones personales tradicionales (PCS según las siglas inglesas) ya que poseen células de menos de 1 Km de radio. Como se deduce de las ecuaciones vistas, Okumura-Hata solo tiene en cuenta el grado de urbanización pero no la estructura real del área urbana en la que se calculan las pérdidas. No considera ni la altura de los edificios, ni la anchura de las calles, ni la separación entre edificios ni otras características del área urbana. Como es un modelo empírico supone que todo este conocimiento del medio de transmisión se encuentra incorporado en las curvas y en las ecuaciones que las aproximan.

5.4.2 Modelo de Walfisch-Bertoni.

Este modelo incorpora en el cálculo de las pérdidas la influencia de los edificios, específicamente su altura y separación. Para ello se centra en un entorno de propagación como el mostrado en la Figura 5.106. Según Walfisch-Bertoni el camino principal de la señal incidente corresponde al numerado con un 1 y un 2. Estos dos caminos representan un rayo que se difracta en los tejados de los edificios de las cercanías al receptor. Otros mecanismos de propagación son posibles como las múltiples difracciones del trayecto 4 o la propagación a través de un edificio como en el camino 3. Sin embargo, estas contribuciones son generalmente despreciables y el modelo no las tiene en cuenta [Parsons].

Así, el modelo incluye tres factores de pérdidas [Cardona *et ál.*]:

- Pérdidas debidas a espacio libre.
- Pérdidas debidas a la obstrucción de la señal incidente por parte de los tejados de los edificios, a este factor se le denomina propagación sobre los edificios.
- Pérdidas provocadas por la difracción desde los tejados cercanos a la calle donde se ubica el receptor.

El punto clave del modelo descansa en el cálculo de las pérdidas por difracción en los tejados. El modelo representa los edificios como una serie de cilindros difractantes que se comportan como una fila de pantallas absorbentes (modelo de arista o filo de cuchillo). Esta representación es certera si los edificios poseen una misma altura (h), relativamente grande, y están dispuestos en forma de rejilla uniforme, con calles paralelas. En cada fila, los edificios se encuentran separados por un ancho menor

que el de los propios edificios. Por ello, el modelo funciona bien en las zonas de ensanche de las ciudades. El rango de valores donde puede ser aplicado es:

- La frecuencia debe estar entre 300 MHz y 3GHz.
- La altura de la antena transmisora debe ser tal la antena que se encuentre por encima del tejado de los edificios.
- La distancia entre el transmisor y el receptor debe estar comprendida entre los 200 metros y los 5 Km.

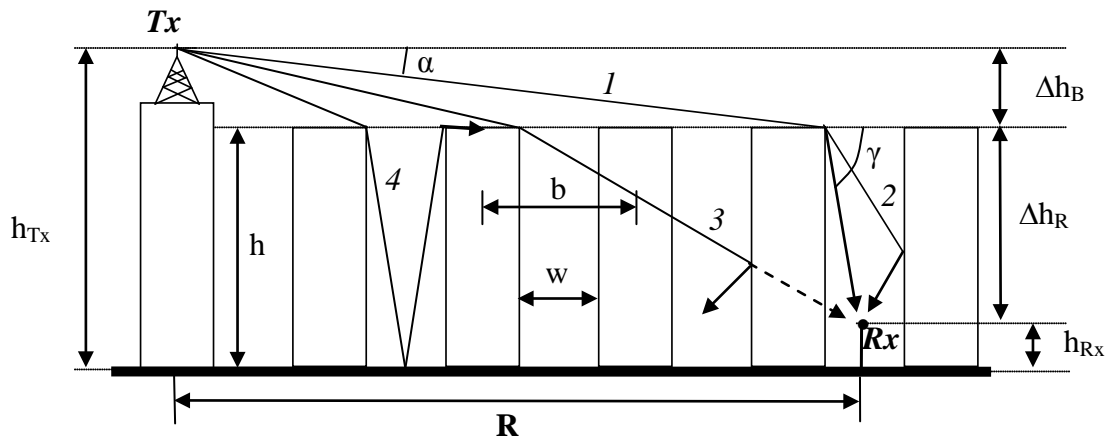


Figura 5.106. Entorno de propagación, elementos y contribuciones en el modelo de Walfisch-Bertoni.

El modelo de Walfisch-Bertoni asume que las antenas en los dos extremos son isotrópicas. En este caso, las pérdidas en espacio libre se calculan con la siguiente expresión, adecuada para los rangos de los parámetros:

$$L_o (dB) = 32.4 + 20 \log(f) + 20 \log(R)$$

Ecuación 189

donde f se expresa en MHz y R es la distancia entre transmisor y receptor en Km.

Para calcular las pérdidas por propagación sobre edificios se utiliza el factor $Q(\alpha)$ que se define como [Parsons]:

$$Q(\alpha) = 0.1 \left(\frac{\alpha \sqrt{b/\lambda}}{0.03} \right)^{0.9}$$

Ecuación 190

donde b es la distancia media entre edificios en el perfil que une al transmisor y al receptor como se ve en la Figura 5.106. El ángulo α se expresa en radianes y se calcula mediante la siguiente expresión:

$$\alpha = \frac{h_{Tx} - h}{R} - \frac{R}{2R_e} = \frac{\Delta h_B}{R} - \frac{R}{2R_e}$$

Ecuación 191

donde Δh_B es la diferencia entre las alturas del transmisor (h_{Tx}) y la altura media de los edificios (h) en metros y R_e es el radio efectivo de la Tierra ($8.5 \cdot 10^3$ Km).

Los edificios cercanos a la calle del receptor influyen en las pérdidas adicionales debidas a la difracción desde el tejado cercano al receptor. Se asume que la fila de edificios cercanos actúa como una pantalla (arista) absorbente localizada en el centro de la fila. En este caso, la amplitud del campo en el receptor se obtiene por medio de la multiplicación del campo en el tejado por el factor:

$$\frac{\sqrt{\lambda}}{2\pi} \left[\left(\frac{b}{2} \right)^2 + (h - h_{Rx})^2 \right]^{-1/4} \left[\frac{-1}{\gamma - \alpha} + \frac{1}{2\pi + \gamma - \alpha} \right]$$

Ecuación 192

donde las alturas se expresan en metros, α y γ en radianes con:

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{2(h - h_{Rx})}{b} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{2\Delta h_R}{b} \right)$$

Ecuación 193

La Ecuación 192 se simplifica al despreciar el término $1/(2\pi + \gamma - \alpha)$ frente al término $1/(\gamma - \alpha)$. Las pérdidas totales por difracción (exceso de pérdidas respecto a las de espacio libre) se obtienen al combinar las Ecuaciones 23-26:

$$L_{ex} (dB) = 57.1 + A + \log f + 18 \log R - 18 \log \Delta h_B - 18 \log \left[1 - \frac{R^2}{17 \Delta h_B} \right]$$

Ecuación 194

El término A contiene la influencia de la geometría de los edificios:

$$\begin{aligned} A(dB) &= 5 \log \left[\left(\frac{b}{2} \right)^2 + (h - h_{Rx})^2 \right] - 9 \log b + 20 \log \left[\tan^{-1} \left(\frac{2(h - h_{Rx})}{b} \right) \right] \\ &= 5 \log \left[\left(\frac{b}{2} \right)^2 + (\Delta h_R)^2 \right] - 9 \log b + 20 \log \left[\tan^{-1} \left(\frac{2(\Delta h_R)}{b} \right) \right] \end{aligned}$$

Ecuación 195

donde Δh_R es la diferencia entre la altura media de los edificios y la altura del receptor.

Finalmente, las pérdidas totales son la suma de las pérdidas de difracción de la Ecuación 195 más las pérdidas en espacio libre de la Ecuación 189:

$$L(dB) = L_0 + L_{ex} = 89.55 + A + 21 \log f + 38 \log R - 18 \log \Delta h_B - 18 \log \left[1 - \frac{R^2}{17 \Delta h_B} \right]$$

Ecuación 196

5.4.3 Modelo de Walfisch-Ikegami o COST-231.

Este modelo está basado en los modelos de Walfisch-Bertoni y de Ikegami [Parsons]. El objetivo es el de mejorar la predicción de las pérdidas en el modelo de la Figura 5.106 gracias a la incorporación de correcciones empíricas para nuevos factores:

- Orientación de la calle respecto a la dirección de la línea que une transmisor y receptor.
- Anchura de las calles

- Transmisión por debajo de los edificios, sobre todo cuando la antena transmisora se encuentra a una altura menor que la de los tejados.
- Márgenes de distancia al transmisor y tipo de entorno urbano.

Si existe visión directa (LOS) únicamente se toman en cuenta las pérdidas en espacio libre. La distancia al transmisor (R) determina el tipo de ecuación que se emplea para evaluar las pérdidas en este caso. Si la distancia R es mayor de 20 m se utiliza la siguiente ecuación:

$$L_o(dB) = 42.6 + 20\log(f) + 26\log(R) \quad R \geq 20m$$

Ecuación 197

La ecuación anterior es una fórmula empírica que tiene la misma forma que la ecuación de pérdidas de espacio libre. Las constantes están ajustadas para que las pérdidas sean iguales a las de espacio libre a una distancia de 20 metros. Si la distancia es menor de 20 metros se emplea la Ecuación 189.

En el caso de que no exista LOS las pérdidas están compuestas por los tres factores del modelo de Walfisch-Bertoni: espacio libre (L_o), propagación sobre los edificios (L_{msd}) y difracción desde los tejados cercanos a la calle donde se ubica el receptor (L_{rts}):

$$L(dB) = L_o + L_{msd} + L_{rts}$$

Ecuación 198

En esta situación las pérdidas de espacio libre se calculan con la Ecuación 189. Las pérdidas por propagación sobre los edificios se evalúan con el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log(R) + k_f \log(f) - 9 \log b$$

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \log(1 + \Delta h_B) & \text{donde } \Delta h_B = h_B - h_R \\ 0 & \text{si } \Delta h_B < 0 \end{cases}$$

$$k_a = \begin{cases} 54 & \Delta h_B \geq 0 \\ 54 - 0.8 \Delta h_B & \Delta h_B < 0 \text{ y } R \geq 0.5 \\ 54 - 1.6 \Delta h_B & \Delta h_B < 0 \text{ y } R < 0.5 \end{cases}$$

$$k_d = \begin{cases} 18 & \Delta h_B \geq 0 \\ 18 - 15 \frac{\Delta h_B}{h} & \Delta h_B < 0 \end{cases}$$

$$k_f = \begin{cases} -4 + 0.7 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) & \rightarrow \text{ciudades de tamaño medio y zonas suburbanas} \\ & \text{con densidad moderada de vegetación} \\ -4 + 1.5 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) & \rightarrow \text{grandes centros metropolitanos} \end{cases}$$

Ecuación 199

En la Ecuación 199 el factor L_{BSH} modela el efecto de la altura del transmisor sobre los tejados de los edificios. Mientras que el modelo de Walfisch-Bertoni solo consideraba antenas transmisoras por encima de los tejados, el modelo de Walfisch-Ikegami también permite que los transmisores se encuentren por debajo de los tejados ya que Δh_B puede ser menor que cero. El factor k_a representa el incremento en las pérdidas de propagación cuando el transmisor se encuentra por debajo de los tejados. El término $k_d \cdot \log(R)$ incorpora la dependencia con las pérdidas por difracción con la distancia. La dependencia con la frecuencia se modela con $k_f \cdot \log(f)$ donde k_f es un término referido a mediciones realizadas a una frecuencia de 925 MHz. El tipo de entorno urbano determina esta dependencia [Parsons].

El cálculo de las pérdidas de la difracción de los tejados cercanos se basa en el modelo de Ikegami. Este método tiene en cuenta la orientación de la calle respecto a la dirección de la línea que une transmisor y receptor. Concretamente la variable utilizada es el ángulo entre el eje de la calle y la mencionada línea tal como se aprecia en la Figura 5.107.

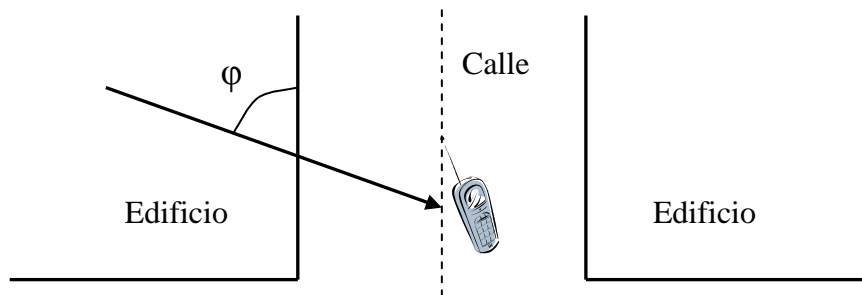


Figura 5.107. Ángulo φ en el modelo de Walfisch-Ikegami (COST-231).

La ecuación de pérdidas de difracción de los tejados cercanos es:

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \log(w) + 10 \log(f) + 20 \log(\Delta h_R) + L_{ori}$$

L_{ori} → Pérdidas debidas a la orientación de la calle

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.3571\varphi & 0 \leq \varphi \leq 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\varphi - 35^\circ) & 35 \leq \varphi \leq 55^\circ \\ 4 - 0.114(\varphi - 55^\circ) & 55^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ \end{cases}$$

Ecuación 200

La función de orientación de la calle L_{ori} es diferente a la del modelo de Ikegami [Parsons]. Se incluye además un término debido a la anchura de las calles (w), éste es uno de los nuevos factores respecto al modelo anterior. Al contrario que el modelo de Walfisch-Bertoni no existe ningún término que tome en cuenta la curvatura de la Tierra. Este efecto es importante para distancias grandes, mayores de 5 Km.

Las pérdidas totales por difracción son L_{rts} más L_{msd} . Si la suma de ambas es negativa, es decir, si indican una ganancia, se igualan a cero por lo que las pérdidas totales serían únicamente las de espacio libre:

$$L(\text{dB}) = \begin{cases} L_o + L_{msd} + L_{rts} & L_{msd} + L_{rts} > 0 \\ L_o & L_{msd} + L_{rts} < 0 \end{cases}$$

Ecuación 201

Todas las alturas en las ecuaciones vistas se expresan en metros, la distancia R en Km. y la frecuencia en MHz. El rango de valores donde puede ser aplicado es:

- La frecuencia debe estar entre 800 MHz y 2GHz.
- La altura de la antena transmisora (h_{Tx}) puede situarse entre los 4 y los 50 m. Puede estar por encima o por debajo de la altura media de los edificios (h).
- La altura de la antena receptora puede situarse entre 1 y 3 m.
- La distancia entre el transmisor y el receptor debe estar comprendida entre los 20 metros y los 5 Km.

Este modelo se ha validado para frecuencias entre los 900 a 1800 MHz y distancias entre los 10m y los 3 Km. Su precisión es buena cuando el transmisor se encuentra por encima de los tejados. En esta ubicación el error medido posee una media de 3 dB y un rango de desviaciones estándar de 4 a 8 dB. Su rendimiento empeora cuando $h_{Tx} < h$. Si la antena transmisora se encuentra cerca del suelo ($h_{Tx} \ll h$) el error aumenta mucho. Por lo tanto, es un modelo muy apropiado para macrocélulas de sistemas de comunicaciones móviles. En las microcélulas se puede utilizar el modelo de Walfisch-Ikegami con precaución cuando la antena esté alejada del suelo y nunca cuando esté cerca del suelo.

5.4.4 Otros modelos.

Los modelos mostrados son tres de los más importantes en la planificación de los sistemas de comunicaciones móviles. Existen otros métodos que siguen la misma metodología que los dos anteriores, es decir, que combinan resultados empíricos con modelos teóricos de mecanismos de propagación como el rayo directo o la difracción. El modelo de **Allsebrook** se basa en medidas realizadas en ciudades británicas con frecuencias entre 75 y 450 MHz [Parsons]. El interés del modelo radica en que distingue entre ciudades en las que el terreno es plano y ciudades en las que existen colinas. Cuando los efectos del terreno son despreciables se aplica:

$$L(\text{dB}) = L_p + L_B + \gamma$$

Ecuación 202

donde L_p son las pérdidas debidas a espacio libre, L_B es la difracción provocada por los edificios y γ es el factor de corrección UHF para frecuencias superiores a 200MHz. Cuando la ciudad tiene colinas se debe tener en cuenta la difracción producida por el terreno irregular. Para ello se utilizó un modelo denominado modelo Japonés [Parsons]. Estas pérdidas son combinadas con el resto mediante un procedimiento similar al de Blomquist-Ladell (ver apartado 5.3.9). Así, se obtiene:

$$L(\text{dB}) = L_F + \sqrt{(L_p - L_F)^2 + L_D^2} + L_B + \gamma$$

Ecuación 203

Para calcular las pérdidas producidas por la difracción en los edificios solo son tomados en cuenta los más cercanos al móvil. Además, se considera que el receptor se

encuentra en el centro de la calle y no se incluye el efecto de la dirección del rayo directo (línea que une transmisor y receptor).

Un modelo diferente a los ya vistos, respecto a la forma de combinar resultados empíricos y teóricos, es el de **Lee**. Este método su puede usar únicamente para la frecuencia de 900 MHz y además opera en dos modos distintos: el modo área a área y el modo de punto a punto. El modo de área posee una ecuación de pérdidas igual a la modelo de pérdidas respecto a la distancia visto en el apartado 2.4, excepto por la adición de un parámetro de ajuste llamado F_0 :

$$L(dB) = L_0 + \gamma \log(d) + F_0$$

Ecuación 204

donde L_0 son las pérdidas de espacio libre a 1 Km., γ es la pendiente de pérdidas en dB/década. Estos dos parámetros dependen del tipo de entorno (urbano, suburbano, rural). El parámetro F_0 incorpora el ajuste sobre la altura efectiva de la antena transmisora y receptora, sobre la potencia transmitida y sobre la ganancia de la antena transmisora.

En el modo punto a punto es un método más complicado ya que se tienen en cuenta las irregularidades del terreno. Si existe visión directa, la tarea principal consiste en calcular la altura efectiva de la antena transmisora en cada punto del recorrido. Si no existe visión directa se emplean los métodos descritos en el apartado 5.3.

5.5 Modelos de entornos urbanos microcelulares.

En el desarrollo de los sistemas de comunicaciones móviles modernos es cada vez más común el uso de células más pequeñas denominadas microcélulas. Gracias al menor tamaño de las células se pueden utilizar frecuencias mayores y por tanto mayores anchos de banda. Se pueden cubrir zonas que son ineficientemente discretizadas con macrocélulas. La velocidad de transmisión de datos y la cantidad de usuarios puede aumentar al dividir el espacio en microcélulas. Podemos fijar el radio máximo de una microcélula en 1 km. siendo normal que tenga unos cientos de metros. No obstante, con el objetivo de evaluar las interferencias con otros sistemas o células es necesario que la predicción de la potencia de la señal se lleve a cabo para distancias de varios kilómetros. Respecto a la altura del transmisor suele situarse a la altura de los semáforos. Solo por la altura de la antena transmisora no se podría utilizar ninguno de los métodos del apartado previo.

La predicción de las pérdidas en este tipo de células es complicada. Si bien incluyen menos edificios que las macrocélulas, se impone una mayor resolución en la predicción de la cobertura radioeléctrica. En este tipo de células encontramos modelos empíricos y semi-empíricos, como algunos de macrocélulas, y modelos semi-deterministas. En primer lugar se mostrará el comportamiento de la señal en este tipo de células mediante el estudio de medidas. En segundo lugar veremos el modelo empírico de Kaji-Akeyama y el modelo semi-empírico de Har-Xia-Bertoni.

El modelo semi-determinista de este apartado es el método de lanzamiento de rayos. Un modelo determinista implicaría la resolución de las ecuaciones de Maxwell en los obstáculos del canal con una resolución del tamaño de la longitud de onda. Esta no es una solución práctica. Sin embargo, se pueden realizar simplificaciones sobre la transmisión electromagnética de modo que se puede evaluar el campo electromagnético con cierta precisión. Así, esta técnica asume que las ondas electromagnéticas equivalen a rayos que siguen las reglas de la óptica geométrica. Esta simplificación se puede emplear cuando la longitud de onda es mucho menor que las dimensiones de los

obstáculos que encuentra la onda electromagnética en el canal móvil. Como los obstáculos se modelan de forma estadística, de forma que se asume unas mismas características para todo el obstáculo, clasificamos a este método como semi-determinista. El número de contribuciones en el receptor es múltiple. El mapa (digital) del terreno puede ser bidimensional o tridimensional. Existen dos ventajas claras frente a los modelos empíricos y semi-empíricos. El lanzamiento de rayos es más flexible ya que se puede emplear para cualquier frecuencia, posición del transmisor, posición del receptor y distancia. Los modelos empíricos y semi-empíricos están ligados a un rango de valores fuera del cual pierden su validez. Al aportar información sobre el número de contribuciones y su retardo, el trazador de rayos permite el cálculo de la dispersión temporal en el receptor y sus características frecuenciales asociadas. La principal desventaja radica en el elevado tiempo de cálculo frente a la inmediatez de los métodos vistos hasta el momento. No obstante, este inconveniente es cada vez menos importante gracias al gran aumento en la potencia de cálculo de los ordenadores.

5.5.1 Propagación en microcélulas: estudios de propagación a partir de medidas.

Las antenas transmisoras de las microcélulas se colocan generalmente en las calles principales de las ciudades. En este tipo de calle existe visión directa mientras que en las calles adyacentes y paralelas no es posible la visión directa ya que la antena transmisora se encuentra a tan solo unos metros del suelo. Medidas realizadas en Ottawa para una altura de la antena transmisora de 8.5 m., una altura de la antena receptora de 3.65 m. y una frecuencia de 910 MHz muestran que en la zona de visión directa las pérdidas corresponden a las del modelo de espacio libre [Parsons]. En este caso las pérdidas son proporcionales a d^{-2} , siendo d la distancia entre transmisor y receptor. En las calles en las que no existe visión directa las pérdidas son hasta 25 dB mayores que en la calle principal, por tanto, la variación con la distancia está regida por un exponente mayor en valor absoluto. En la Figura 5.108 se observan las pérdidas de propagación a lo largo de un trayecto en la calle principal donde se ubica el transmisor (línea con guiones) y para un trayecto en una calle paralela (línea continua).

Medidas realizadas en Melbourne confirman estos resultados [Parsons]. En esta campaña de medidas la antena transmisora se encontraba entre los 5 y 10 metros, la antena receptora a 1.5 m del suelo y se emplearon dos frecuencias diferentes, 900 y 1800 MHz. Además del aumento de atenuación para las calles adyacentes se detectó otro incremento significativo a partir de una distancia de 150 metros en la calle principal. Entre el transmisor y los primeros 150 metros la relación entre pérdidas y distancia es parecida a la de espacio libre. A partir de 150 metros las pérdidas aumentan. Llamaremos a esta distancia punto de inflexión. Desde este punto el exponente de la distancia es mayor que -2 en valor absoluto por lo que no se cumplen las condiciones de espacio libre. Este hecho se debe probablemente a la obstrucción de la primera zona de Fresnel por parte del suelo. Así, existe una situación equivalente de despejamiento insuficiente [Parsons]. Hay que tener en cuenta que a mayores frecuencias, como las utilizadas en microcélulas respecto a las empleadas en macrocélulas, el radio de las zonas de Fresnel disminuye por lo que la obstrucción es más factible

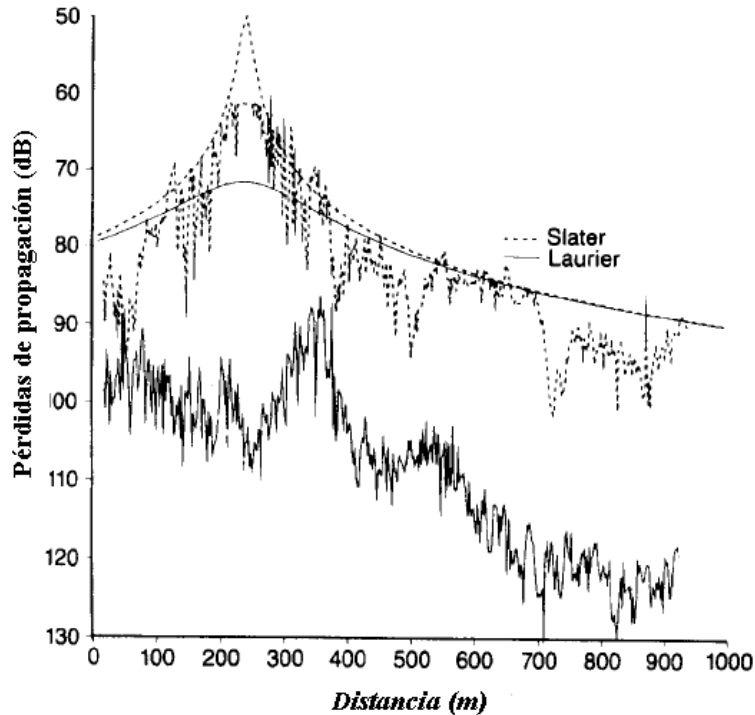


Figura 5.108. La línea con guiones corresponde a la calle principal. La línea continua corresponde a la calle paralela. Las curvas más suaves y superpuestas son las pérdidas calculadas con la ecuación de espacio libre para ambas calles [Parsons].

Además de las frecuencias de UHF, como las empleadas en estas mediciones, se han realizado pruebas con frecuencias mucho más elevadas. La frecuencia de 60 GHz ha sido una de las estudiadas para evaluar su uso en microcélulas. La atenuación por lluvia y vegetación en esta frecuencia es elevada. Al igual que en las frecuencias de UHF si existe visión directa las pérdidas son aproximadamente las de espacio libre, con una relación con la distancia igual a $d^{-2.2}$. Por tanto, en general el modelo de espacio libre se puede aplicar pero solo a distancias cercanas al transmisor. En esta zona la principal diferencia con la propagación en macrocélulas consiste en la aparición de una onda guiada a lo largo de la calle (efecto guía-onda). En las microcélulas es mucho más común que exista visión directa que en las macrocélulas ya que las antenas transmisoras se encuentran a una altura cercana al suelo.

5.5.2 Modelo de Kaji-Akeyama.

Este es un modelo empírico en el que, a diferencia de los ya estudiados, se calcula el valor de potencial en el receptor [Parsons]. La ecuación obtenida es:

$$S = -20 \log \left[d^a \left(1 + \frac{d}{g} \right)^b \right] + c$$

Ecuación 205

donde S es el potencial de la señal en dB μ V, d es la distancia al transmisor, a es el ratio básico de atenuación para pequeñas distancias (aproximadamente 1), b es el ratio adicional de atenuación para distancias más allá del punto de inflexión, g es la distancia correspondiente al punto de inflexión, c es el factor de "offset".

Como vemos, se tienen en cuenta los parámetros influyentes en la propagación detectados en las campañas de medidas. El modelo posee dos casos límite. Para distancias menores que g , la atenuación es tal que:

$$S = -20\log(d^a) + c$$

Ecuación 206

Para distancias mayores que g , la atenuación la atenuación sigue la siguiente ecuación:

$$S = -20\log(d^{(a+b)}) + c + \text{constante}$$

Ecuación 207

Una de las limitaciones de este modelo radica en que las ecuaciones mostradas aproximan las medidas para una única frecuencia (900 MHz).

5.5.3 Modelo de Har-Xia-Bertoni.

El modelo de Har-Xia-Bertoni [Har-Xia-Bertoni] es un modelo semi-empírico que se puede emplear en microcélulas situadas en entornos urbanos y suburbanos. Para hallar las ecuaciones del método se realizaron una serie de medidas en el área de San Francisco. Las frecuencias utilizadas fueron las de 900 y 1900 MHz, las alturas del transmisor fueron 3.2, 8.7 y 13.4 metros y la altura del receptor era 1.6 metros.

Para cada combinación de alturas y frecuencias se llevaron a cabo distintos recorridos con el receptor móvil de forma que se cubrieran casos tanto de visión directa como de visión no-directa. La parte empírica del modelo contiene rectas de regresión en función del logaritmo de la distancia que aproximan la nube de los valores de potencia medidos. La parte determinista consiste en un estudio sobre la difracción desde el tejado más cercano a la calle en la que se encuentra el móvil y a lo largo de la fila de edificios entre transmisor y receptor. Esta parte es similar a la metodología empleada en los modelos de Walfisch-Bertoni y Walfisch-Ikegami.

En la Figura 5.109 se muestran los valores de potencia recibida para un trayecto en forma de zig-zag en el que no existe visión directa. También se aprecia la recta de regresión en función del logaritmo de la distancia. La pendiente de la recta se ajusta para que la diferencia entre la propia recta y los valores medidos sea mínima (ver apartado 2.4). Esta técnica equivale a fijar un exponente adecuado con una ecuación en la que la distancia esté expresada de forma lineal.

El modelo distingue entre el caso en el que existe visión directa y el caso en el que no existe. Esta diferenciación es debida a que las rectas de regresión encontradas son distintas en estos dos casos tal como se aprecia en la Figura 5.110. A su vez en cada uno de los dos casos se diferencia entre área urbana y área suburbana. En la primera, los edificios son altos mientras que en la segunda los edificios tienen uno o dos pisos de altura como máximo. Así, la difracción desde el tejado a la calle será significativamente distinta.

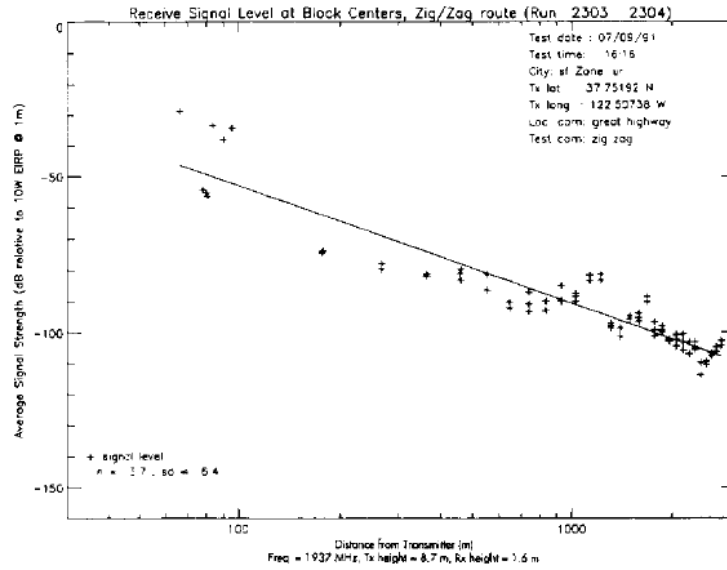


Figura 5.109. Medidas y recta de regresión obtenidas para uno de los casos de visión no directa (zona de sombra) [Har-Xia-Bertoni].

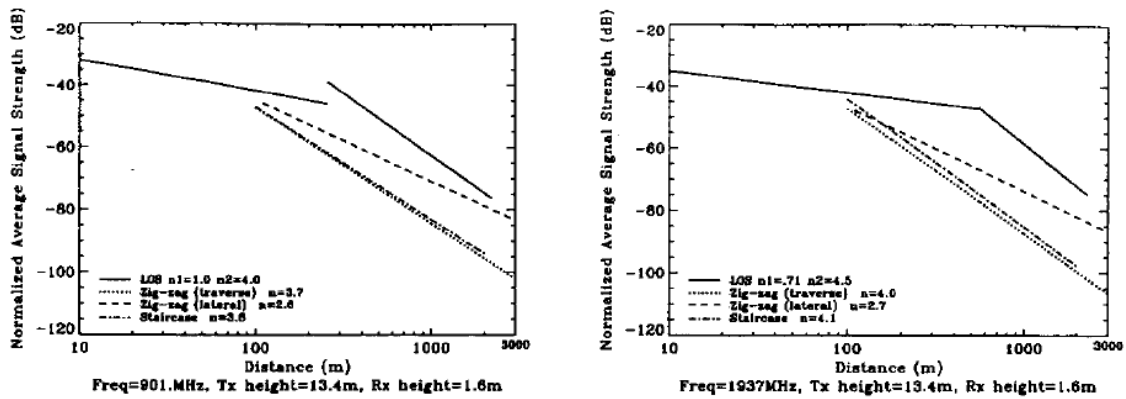


Figura 5.110. Rectas de regresión para trayectos de visión directa y para diferentes recorridos en los que no existe visión directa [Har-Xia-Bertoni].

La ecuación de pérdidas para el caso de que no exista visión directa y el área sea suburbana (tejadros de poca altura) es:

$$L(\text{dB}) = [139.01 + 42.59 \log(f)] - [14.97 + 4.99 \log(f)] \text{sign}(\Delta h_B) \log(1 + |\Delta h_B|) + [40.67 - 4.57 \text{sign}(\Delta h_B) \log(1 + |\Delta h_B|)] \log(R) + 20 \log(\Delta h_R / 7.8) + 10 \log(20 / r_h)$$

Ecuación 208

donde Δh_B y Δh_R son alturas relativas definidas en la Figura 5.106, r_k es la distancia euclídea del tejado al receptor, como se observa en la Figura 5.111, y la función signo se define como:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1 & x \geq 0 \\ -1 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

Ecuación 209

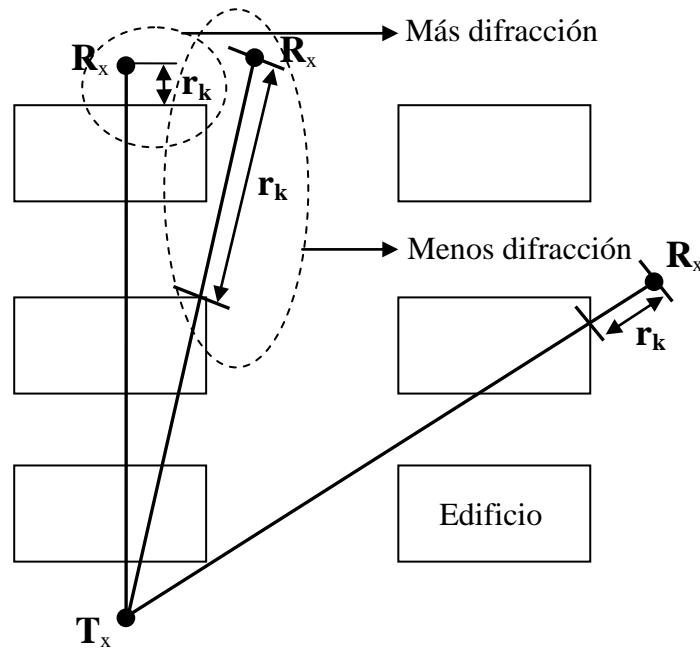


Figura 5.111. Mapa del entorno urbano con varios receptores en los que no existe visión directa.

La Ecuación 208 es fruto de sumar las pérdidas debidas a espacio libre que se calculan de forma empírica, las pérdidas L_{rts} (difracción del tejado a la calle) y las pérdidas L_{msd} (propagación sobre los edificios). En la Ecuación 208 el término $10\log(\Delta h_R/7.8)$ es un factor de corrección de la altura relativa de los edificios incluido en las pérdidas L_{rts} . Como la altura media de los edificios en la zona donde se efectuaron las medidas es de 7.8 metros es necesario añadir este término para que el modelo se pueda aplicar a otros entornos suburbanos de distinta altura. El término $10\log(20/r_k)$ es un factor de corrección que tiene en cuenta la distancia del receptor al tejado más cercano del perfil. La difracción L_{rts} será más importante cuanto menor sea la distancia r_k (ver Figura 5.111).

Cuando no existe visión directa y el área es urbana la difracción desde el tejado cercano al receptor es menos importante que en el área es suburbana. Por lo tanto, ya no es necesario añadir ningún término corrector de la altura relativa a los tejados o de la distancia al tejado. En este tipo de área es más importante el mecanismo de reflexión que el de difracción. Si el receptor sigue un trayecto en una calle paralela a la calle en la que se ubica el transmisor se debe utilizar la siguiente ecuación:

$$L(dB) = 135.41 + 12.49 \log(f) - 4.99 \log(h_{Tx}) \\ + (46.84 - 2.34 \log(h_{Tx})) \log(R)$$

Ecuación 210

Si por el contrario el receptor sigue un recorrido en calles transversales o en zig-zag, entonces se usa la ecuación:

$$L(\text{dB}) = 143.21 + 29.74 \log(f) - 0.99 \log(h_{Tx}) + (47.23 + 3.72 \log(h_{Tx})) \log(R)$$

Ecuación 211

En la zona de visión directa se observan dos zonas con diferente pendiente que indican un incremento de las pérdidas a partir de cierta distancia (ver Figura 5.110). En este modelo el mencionado aumento de pérdidas no se atribuye a la obstrucción de la primera zona de Fresnel sino a la aparición del punto de ruptura de un modelo a dos rayos. Dicho punto se evalúa como:

$$R_{bk} = \frac{4h_{Rx}h_{Tx}}{1000\lambda} \quad (\text{km})$$

Ecuación 212

Tanto para áreas urbanas como suburbanas se deben aplicar las siguientes fórmulas, la primera para la zona de menores pérdidas situada antes del punto de ruptura y la segunda para la zona de mayores pérdidas situada más allá del punto de ruptura:

$$L(\text{dB}) = 81.14 + 39.40 \log(f) - 0.09 \log(h_{Tx}) + (15.80 - 5.73 \log(h_{Tx})) \log(R) \quad R < R_{bk}$$

$$L(\text{dB}) = [48.38 - 32.19 \log(R_{bk})] + 45.70 \log(f) + (25.34 - 13.90 \log(R_{bk})) \log(h_{Tx}) + (32.10 + 13.90 \log(h_{Tx})) \log(R) + 10 \log(1.6 / h_{Rx}) \quad R > R_{bk}$$

Ecuación 213

Todas las ecuaciones mostradas son válidas para el rango de valores sobre los que se realizaron la campaña de medidas. Así, la frecuencia debe estar entre 900MHz y 2GHz, la altura relativa del transmisor respecto a la altura media de los edificios se sitúa entre -8 m. y 6m y la distancia entre el receptor y el transmisor debe estar entre los 5 metros y los 3 Km.

5.5.4 Lanzado de rayos.

El lanzado de rayos se basa en la suposición de que, para frecuencias elevadas y obstáculos mayores que la longitud de onda, la onda electromagnética se puede simular como un rayo óptico. Por lo tanto, esta técnica consiste en la aplicación de la Óptica Geométrica al problema del cálculo de las pérdidas y campo eléctrico en el receptor. Cada rayo lanzado representa una onda esférica que se propaga en línea recta hasta que bien encuentra un obstáculo, bien llega al receptor, bien se pierde sin llegar a impactar en el receptor. En el caso de que se tope con un obstáculo, el rayo incidente se puede reflejar, difundir o difractar. En un lanzador se toman en cuenta todos los mecanismos de propagación de la onda.

El origen de la técnica de lanzado de rayos se encuentra en el empleo de simuladores de rayos ópticos para la creación de gráficos por ordenador. En los lanzadores de rayos para sistemas de comunicaciones móviles, en lugar de calcular la intensidad luminosa se calcula la intensidad de campo eléctrico en cada punto deseado.

Existen dos tipos fundamentales de lanzado de rayos. El primer tipo consiste en el lanzado de rayos con una separación angular constante desde el transmisor. Cada

rayo lleva una información de dirección, distancia recorrida, reflexiones sufridas, etc. Esta forma permite predecir el campo radioeléctrico en un área definida por el usuario. Es la forma más compleja y con mayor coste de computación pero a la vez es la más completa. Una segunda forma, válida para el caso en el que sólo se quiera conocer el campo en una posición, es la denominada “*backward ray-tracing*”. Esta técnica lanza rayos desde el receptor ‘hacia atrás’, tomándose como válidos aquellos que alcanzan el transmisor.

Para emplear un lanzador de rayos en un entorno urbano es necesario discretizar los edificios y calles que componen dicho entorno. La discretización puede ser bidimensional (2D), en cuyo caso el entorno urbano se representa como una vista plana de la planta de los edificios, o tridimensional (3D) en la que añade la altura de cada planta. Generalmente se asume que cada planta posee una altura constante. Así, dependiendo de tipo de discretización los lanzadores de rayos se clasifican en bidimensionales y tridimensionales. A cada fachada se le asigna un valor de conductividad, permitividad constante (compleja o no) en toda su superficie (3D) o en toda la línea que representa la fachada (2D). Con estos dos parámetros se consigue una caracterización eléctrica de la pared necesaria para determinar los efectos sobre el rayo incidente. También se puede añadir un valor de rugosidad para calcular si existe o no difusión del rayo incidente. La representación típica de una zona esta formada por un conjunto de líneas que describen la forma de los bloques de edificios como se observa en el ejemplo de la Figura 5.112. Una forma de representar la información contenida en una trama urbana es el formato vectorial DXF, donde se representan las formas de los edificios mediante elementos geométricos como líneas, puntos, círculos, arcos, etc. Cada elemento es conocido como una entidad. La información contenida en un fichero DXF está representada con caracteres ASCII y puede generarse con un programa de diseño gráfico asistido por ordenador como AUTOCAD® [Proyecto fin de carrera lanzador].

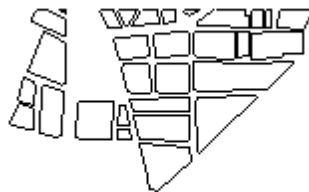


Figura 5.112. Representación de un entorno urbano [Proyecto fin de carrera trazador].

Para calcular el valor de módulo y fase de los rayos reflejados se emplean los coeficientes del apartado 2.3. Para los rayos difractados en una esquina se utiliza la teoría uniforme de la difracción (UTD) del apartado 2.3.7. Para los rayos difundidos se usa el modelo basado en la reflexión mostrado en el apartado 2.3.8. Un rayo puede sufrir una combinación de mecanismos de propagación en su camino como se aprecia en la Figura 5.113. Por ejemplo, puede sufrir varias reflexiones, reflexiones más difusiones, difracción más reflexión y viceversa, etc. Cuando un rayo impacta en una

esquina se produce la difracción de este rayo lo que implica un nuevo lanzamiento de rayos con origen en esa esquina. Al igual que en el transmisor se utiliza generalmente una separación angular constante para estos nuevos rayos. De todos ellos, algunos se perderán, otros llegarán al receptor, otros se reflejarán, etc. Para limitar el coste computacional se suele limitar el número de rayos significativos. Cuando un rayo ha sufrido un número de reflexiones, difusiones o difracciones superior a un umbral fijado antes del inicio del lanzador, se desprecia ya que se habrá atenuado en gran medida. También se puede fijar un umbral de módulo de rayo lanzado de modo que todo rayo cuyo módulo quede por debajo del umbral es eliminado.

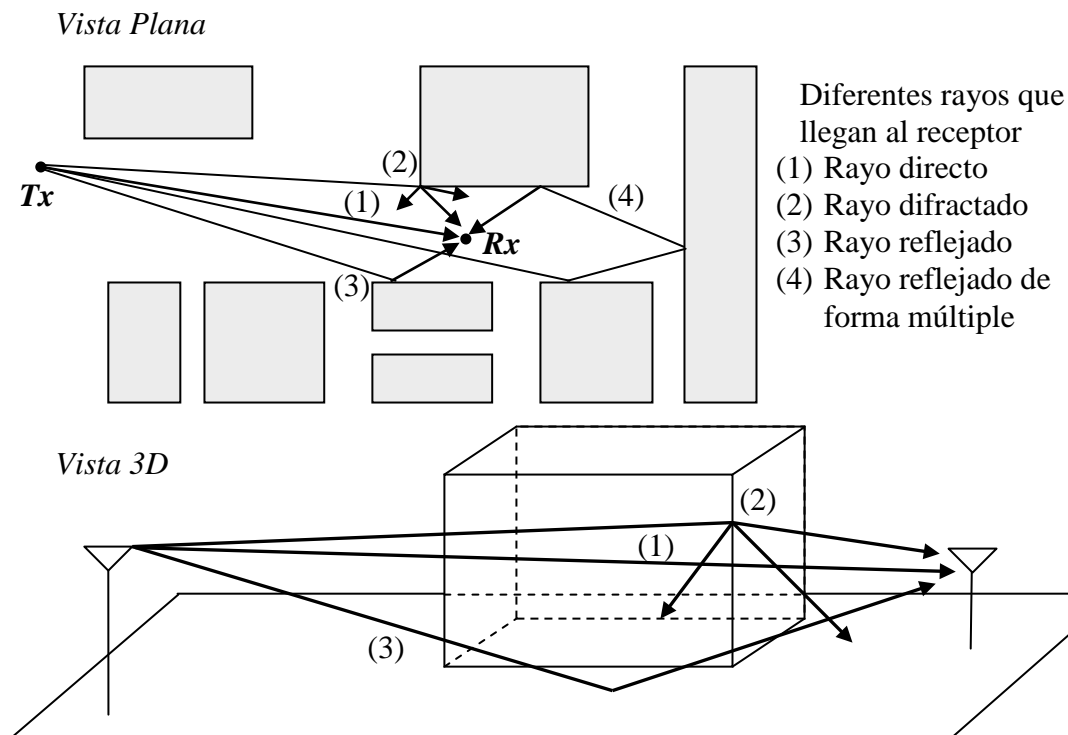


Figura 5.113. Tipos de rayos en la vista plana (2D) y vista 3D en un trazador de rayos.

Uno de los puntos clave del lanzador de rayos es la determinación de los rayos que llegan al receptor. El método utilizado se basa en la construcción de un área de recepción circular con centro en la posición del receptor como se muestra en la Figura 5.114. Un rayo se tomará como recibido si su trayectoria intercepta el círculo de recepción. Para la construcción del círculo de recepción es necesaria la definición de un radio, denominado radio de impacto [Proyecto fin de carrera lanzador].

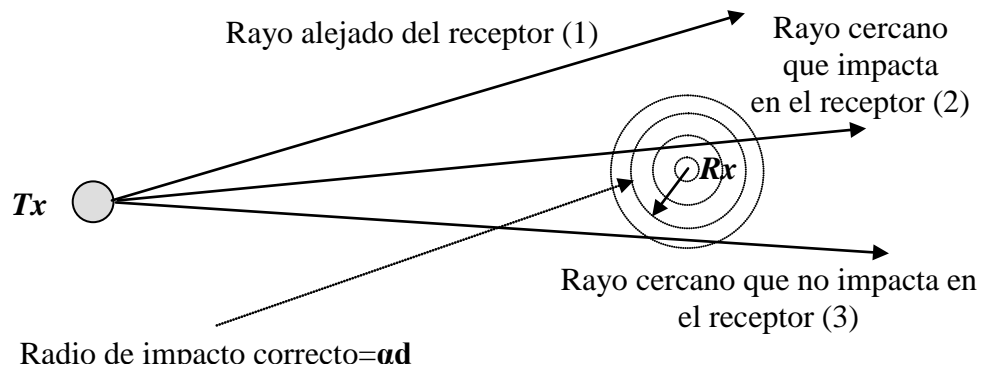


Figura 5.114. Radio de impacto en el receptor.

Si el radio de impacto es demasiado grande se tomarán en consideración muchos rayos en el cálculo del campo en el receptor. Así, se incluirían rayos como el (3) que pasa cerca del receptor e incluso rayos como el (1) si el radio de impacto fuera muy grande. Si el radio de impacto es muy pequeño se tomarán pocos rayos de modo que incluso rayos cercanos como el (2) no se tendrían en consideración en el cálculo del campo eléctrico. Una definición adecuada del radio de impacto se da en función de la separación angular de los rayos transmitidos (α) y de la distancia (d) recorrida por el rayo por su trayectoria durante su propagación (no la distancia directa entre el receptor y el transmisor). Así, el radio de impacto puede expresarse de la siguiente manera:

$$R = \alpha d$$

Ecuación 214

Para calcular correctamente el campo en el receptor, el mecanismo de construcción del área de recepción se debe completar con un algoritmo de detección de rayos redundantes. Un rayo redundante es aquel que llega al receptor y que representa al mismo frente de ondas correspondiente a rayo ya recibido. Los rayos redundantes poseen el mismo origen de lanzamiento (transmisor o esquina) y sufren los mismos mecanismos de propagación.

Como se comentó en el inicio del apartado 5.5., los lanzadores de rayos tanto si son bidimensionales como tridimensionales, son más flexibles que los métodos empíricos y semi-empíricos. Además, calculan el campo eléctrico en el receptor de forma precisa ya que es un método semi-determinista. Otra de las grandes ventajas respecto a los métodos tradicionales radica en que no solo permiten calcular la potencia en el receptor sino que posibilitan un estudio completo de las características de la señal. Como conocemos la potencia de las réplicas multicamino (rayos) que llegan al receptor y la distancia que recorren, la construcción del perfil de retardo normalizado es inmediata. Cada retardo es igual a la distancia recorrida por la réplica dividida por la velocidad de propagación de la onda electromagnética. Si asumimos que la propagación se produce en el aire, la velocidad de la onda es igual a la de la luz en el vacío. El perfil de retardo normalizado permite la evaluación de los parámetros de dispersión temporales de la señal. Así, el lanzador de rayos permite el cálculo del exceso de retardo medio, el valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo y el exceso del retardo máximo. Además, con el ensanchamiento del retardo se puede evaluar el ancho de banda de coherencia. El lanzador de rayos incluso permite el cálculo de características

Doppler, si consideremos que el receptor se desplaza, la función densidad de probabilidad estadística de la señal o la tasa de error de bit (BER según las siglas inglesas) si la transmisión es digital.

5.6 Modelos en entornos interiores ("*indoor*").

El entorno correspondiente al interior de un edificio es diferente al entorno urbano ya sea macrocelular o microcelular. En el entorno interior el tipo de elementos que componen el canal es mucho más importante que la distancia ya que ésta es reducida. En el interior de un edificio las paredes internas y externas, junto con los suelos y los techos provocan grandes atenuaciones. Las potencias utilizadas son pequeñas ya que se desea que la célula quede circunscrita al edificio o a parte de él. Todo ello provoca que los retardos entre réplicas sean pequeños y que cada réplica posea una potencia reducida. Por lo tanto, el ensanchamiento temporal será a su vez reducido.

El mobiliario y las estructuras metálicas incrustadas en las paredes y techos hacen que los procesos de difusión y difracción sean más importantes que en entornos abiertos. Además, la señal transmitida está sometida a interferencias electromagnéticas producidas por los propios terminales móviles y por el equipo electrónico del edificio. Este hecho es especialmente importante en hospitales, oficinas, laboratorios e industrias. La velocidad de los usuarios es baja, por ello el efecto Doppler es despreciable. El canal varía lentamente, aunque cuando lo hace la variación es grande.

Los modelos en este tipo de entornos se clasifican en dos grupos al igual que los modelos microcelulares: modelos empíricos y semi-deterministas. A su vez los modelos empíricos se dividen en modelos de banda estrecha y de banda ancha. Los primeros estiman las pérdidas de propagación igual que los modelos empíricos ya vistos. Los segundos estiman mediante campañas de medidas el perfil de retardo normalizado (PDP) por lo que permiten estudiar las características de dispersión y de frecuencia de la señal. Los modelos semi-deterministas permiten calcular las características de la señal tanto en banda estrecha como en banda ancha [Cardona *et ál.*]. A continuación veremos varios modelos semi-empíricos de banda estrecha y dos modelos semi-deterministas.

5.6.1 Modelos empíricos de banda estrecha.

Son modelos empíricos en los que a partir de una campaña de medidas, en una serie de edificios representativos, se obtienen unas ecuaciones que aproximan las pérdidas en función de ciertos parámetros, tales como la distancia. Entre estos modelos podemos citar:

One-slope model (ISM).

Es un modelo similar al estudiado en el apartado 2.4 ya que ajusta la pendiente de pérdidas en dBs con el logaritmo de la distancia. Así, las pérdidas se expresan como:

$$L(dB) = L_0 + 10n \log(d)$$

Ecuación 215

donde L_0 son las pérdidas de propagación a una distancia de un metro (se puede calcular con el modelo de espacio libre o para ajustar mejor el modelo se puede estimar a partir de medidas), d es la distancia y n es la pendiente de la recta.

En general la pendiente es mayor que la del espacio libre ($n=2$) ya que la atenuación es mucho mayor. Los parámetros de este modelo dependen del tipo de materiales del edificio y del entorno en el que se mida la potencia. Si estamos en un

pasillo la pendiente n puede ser igual a 2, si las antenas transmisora y receptora están en pisos diferentes n sube hasta un valor de 4 o 5. Este método es adecuado en entornos que presentan un número pequeño de pisos, alrededor de 2 o 3 [Cardona *et ál.*].

Multi-wall model (MWM).

Es un modelo que pretende ser más realista que el anterior ya que tiene en cuenta las pérdidas adicionales que introducen las distintas paredes y suelos. La expresión obtenida en este modelo es:

$$L(dB) = L_{FS} + L_C + \sum_{i=1}^N k_{wi} L_{wi} + k_f \left(\frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right) L_f$$

Ecuación 216

donde L_C es un coeficiente optativo de ajuste a las medidas, L_{fs} representa las pérdidas en espacio libre, L_f y L_w representan los coeficientes de atenuación de los suelos y las paredes respectivamente, finalmente k_f y k_w son el número de suelos y paredes atravesados respectivamente.

Habitualmente se toman solo dos tipos de paredes ($N=2$), las paredes gruesas con un gran coeficiente de atenuación y las paredes finas con menor atenuación. Los coeficientes de atenuación de los suelos y las paredes incluyen también el efecto del mobiliario, encofrados, etc. [Cardona *et ál.*].

Linear-slope model (LSM).

Es un modelo del comité COST-231 en el que solo existe un parámetro de ajuste. Asume que la dependencia de las pérdidas en dB con la distancia en unidades lineales es asimismo lineal:

$$L(dB) = L_{FS} + \alpha d$$

Ecuación 217

donde α es el parámetro que se debe ajustar mediante optimización, d es la distancia y L_{FS} son las pérdidas en espacio libre. Ciertas campañas de medidas muestran que el modelo de LSM es más preciso respecto al error medio cuando el número de pisos es reducido, mientras que el MWM se convierte en el mejor a medida que aumenta el número de pisos. El LSM ofrece el peor error medio en todos los casos aunque su desviación estándar no es mayor que la del LSM. La menor desviación estándar en todos los casos corresponde al MWM.

5.6.2 Modelos semi-deterministas.

Como ya sabemos los modelos semi-deterministas intentan simular físicamente la propagación de las ondas electromagnéticas que surgen del transmisor. La teoría de la óptica geométrica permite realizar dicha simulación de forma relativamente sencilla. Como se comentó en la explicación del lanzador de rayos los obstáculos del canal deben ser mucho mayores que la longitud de onda para poder aplicar la teoría óptica. En un entorno interior los obstáculos son más pequeños que los objetos del entorno exterior, sin embargo las frecuencias son elevadas por lo que la longitud de onda es muy pequeña. En un entorno interior existen dos formas prácticas de evaluar las trayectorias de las distintas contribuciones: el lanzamiento de rayos y el método de las imágenes o trazado de rayos.

Lanzado de rayos.

Es la misma técnica que la explicada en el apartado 5.5.4. Ahora en lugar de tener edificios tendremos habitaciones, columnas, mobiliario, etc. Todos estos elementos se pueden guardar en un archivo de tipo DXF al igual que en los entornos microcelulares. Es muy útil en entornos complicados. Su mayor desventaja radica en el coste computacional.

Trazado de rayos: método de las imágenes.

Existen diversos métodos para calcular el campo producido por una fuente o dipolo en un punto del espacio. Si la fuente y el punto se encuentran cerca de un plano infinito y conductor, el método de las imágenes proporciona una forma sencilla de calcular el campo. Este método consiste en la sustitución del plano por una fuente virtual. Dicha fuente se sitúa de modo que se cumplan todas las condiciones de contorno electromagnéticas, generalmente la situación es especular respecto al plano. En la Figura 5.115 se muestra un ejemplo de este método. Un dipolo vertical, que emite un campo eléctrico con polarización vertical, posee una imagen que es asimismo un dipolo vertical. Si el dipolo fuese horizontal, polarización horizontal, la imagen debería ser un dipolo horizontal pero situado en sentido contrario al de la fuente real. Así se cumpliría la condición de reflexión correspondiente al campo polarizado horizontalmente (reflexión “soft”). En la Figura 5.115 se observa que los rayos directos se evalúan con la fuente real. Los rayos reflejados se calculan con las imágenes.

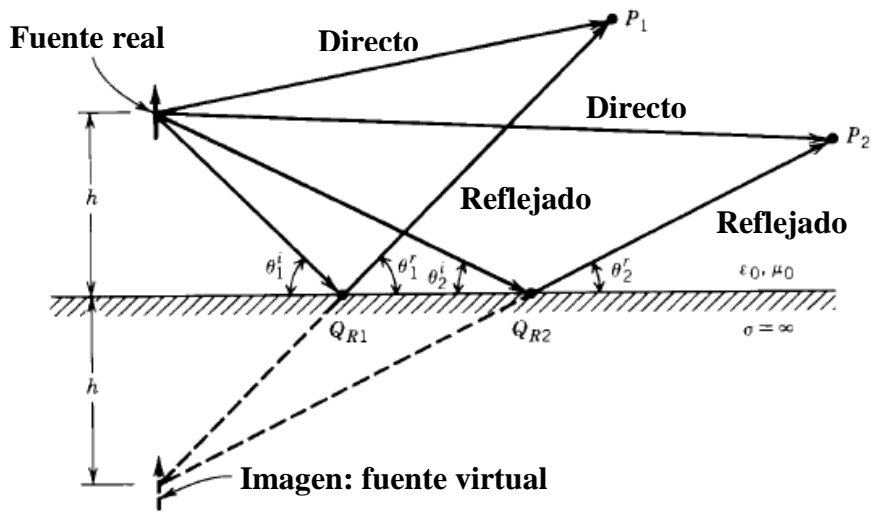


Figura 5.115. Dipolo vertical y su imagen para calcular las reflexiones producidas sobre un plano conductor de extensión infinita [Balanis].

En un entorno de interior o en una microcélula los suelos y paredes se pueden considerar como conductores. Si la fuente se encuentra suficientemente lejos también se pueden aproximar a planos infinitos. De este modo, el método de las imágenes será un proceso de generación de imágenes. De cada imagen surgirá un rayo que representará a un rayo reflejado. En el receptor el campo total será la suma de todos los rayos reflejados y del rayo directo si éste existe. Un rayo se puede reflejar más de una vez. En la Figura 5.116 se observa un rayo reflejado dos veces. En el método de las imágenes, este rayo se calcula con una imagen (S_{AB}) obtenida a partir de la imagen (S_A) conseguida con la fuente real (S) [Sarkar]. A las imágenes obtenidas con la fuente real

se les denomina imágenes de primer orden. A las imágenes obtenidas con las de primer orden, como la S_{AB} , se les llama imágenes de segundo orden. La imagen S_{BA} también es de segundo orden. Esta imagen permite evaluar un rayo reflejado primero en la pared B y luego en A. Las imágenes de tercer orden servirán para calcular rayos fruto de tres reflexiones. El número máximo de reflexiones marca en final del proceso de creación de imágenes.

No todos los rayos que llegan desde una imagen hasta el receptor corresponden a rayos reflejados existentes en la realidad. Si el receptor d se encontrara detrás de la pared A, el rayo que uniría d con S_{AB} no correspondería a un rayo reflejado real. Para que el rayo de la imagen corresponda a un rayo correcto el segundo subíndice debe coincidir con la pared que atraviesa el rayo.

El mecanismo de difracción también se puede incluir en el cálculo del campo en el receptor. En el lanzamiento de rayos cada esquina o elemento difractor era una nueva fuente de rayos. En el trazador de rayos el elemento difractor es una nueva fuente de imágenes. Estas imágenes corresponderán de nuevo a rayos reflejados que alcanzan al receptor. El trazador de rayos requiere un coste computacional menor que el lanzador. El efecto del mobiliario puede tenerse en cuenta añadiendo ciertas pérdidas adicionales.

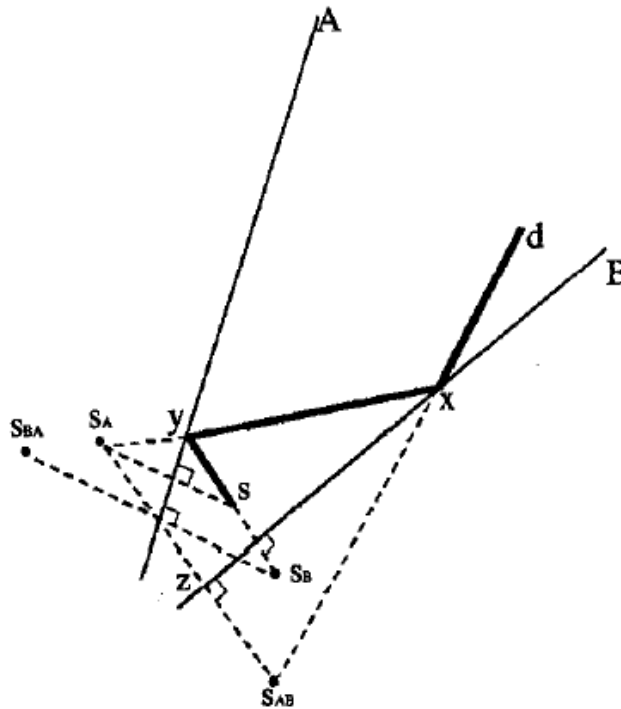


Figura 5.116. Imágenes de primer y segundo orden correspondientes a la fuente S ubicada entre dos paredes A y B [Sarkar].

BIBLIOGRAFÍA

[Balanis] Balanis A. S. '*Geometrical Theory of Diffraction*' en *Advanced Engineering Electromagnetics*. Ed. John Wiley & Sons. New York. 1989, p.743-847, ISBN-10: 0471621943.

[Bello] Bello Philip A., *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*, IEEE Transactions on communications systems, volumen 11, no. 4, páginas 360-393, diciembre de 1963

[Cardona *et ál.*] Cardona Marcet, Flores Asenjo, Reig Pascual, Rubio Arjona, Fraile Muñoz, *Comunicaciones Móviles*, SPUPV, 97.090.

[Entrevista a Joel Engel], *Joel Engel, an interview conducted by David Hochfelder*, IEEE History Center, http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Oral-History:Joel_Engel, 30 de septiembre de 1999.

[Gruber] Gruber Harald, *The Economics of Mobile Communications*, Cambridge University Press, ISBN-10: 0521054656.

[Har-Xia-Bertoni] Har Dongsoo, Xia Howard S., Bertoni Henri L., *Path-Loss Prediction Model for Microcells*, IEEE Transactions on Vehicular Technology, volumen 48, no. 5, páginas 1453-1462, septiembre 1999.

[Hernando-Rábanos] Hernando Rábanos, José María, *Transmisión por radio*, Colección ETSI de Telecomunicación (UPM), Editorial Fundación Ramón Areces, ISBN 9788480048569.

[IEEE Milestones] *Milestones: List of IEEE Milestones*, Diciembre de 2014:
http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Milestones:List_of_IEEE_Milestones

[Keysight PSA Series] *Agilent Technologies PSA Series*, E4440-90340.
Diciembre de 2014:
<http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/E4440-90622.pdf>

[Les Barclay] Barclay Les (editor), *Propagation of Radiowaves*, 2ª Edición, Electromagnetic Wave Series 502, IET, ISBN 0852961022.

[Parsons] Parsons J. D., *The Mobile Radio Propagation Channel*, Second Edition, John Wiley & Sons, ISBN 047198857X.

[Proyecto fin de carrera lanzador] Rodríguez Jorge Luís, *Predicción de parámetros básicos de propagación en entornos microcelulares mediante técnicas de trazado de rayos*, Proyecto Fin de Carrera, ETSIT, UPV, Julio 1999.

[Rappaport] Rappaport, Theodore S., *Wireless Communications principles and practice*, Second Edition, Prentice Hall, ISBN 0130422320.

[Sarkar] Sarkar Tapan K., Ji Zhong, Kyungjung Kim, Medouri Abdellatif, Salazar-Palma Magdalena, *A Survey of Various Propagation Models for Mobile Communication*, IEEE Antenas and Propagation Magazine, Vol. 45, N°3, Junio 2003.

[Schiller] Schiller, Jochen, *Mobile Communications*, Second Edition, Addison-Wesley, ISBN 0321123816.

[Stuber] Stüber, Gordon L., *Principles of Mobile Communication*, Second Edition, Kluwer Academic, ISBN 0306473151.

[Televés] *Manual de instrucciones del Multimeter FSM 500 (Medidor de Campo) de Televés*, Ref. 5903.

[TEMS Ericsson] *Manual del TEMS Pocket R520 1.1. GSM*, LZT 108 4525, R3A.

[Zadeh] Zadeh. L. A., *Frequency análisis of variable networks*, Proceedings of IRE, volumen 38, páginas 291-299, 1950.