

Universidad Politécnica de Valencia



Escuela Técnica Superior de Ingenieros de
Telecomunicación

**Estudio de las tendencias actuales
en el diseño de antenas para nuevos
terminales móviles de cuarta
generación.**

Proyecto Final de Carrera
2014

Autor: Sergio García Marín
Director: Marta Cabedo Fabrés

Motivación

El desarrollo de la telefonía móvil en estos 40 años ha sido muy grande y extenso, pasando de señales analógicas a digitales, con cambios de frecuencias en sus diversos estándares y regiones del mundo y con un gran desarrollo tecnológico de sus componentes que hacen cada día, más cómodos y portables los terminales móviles. Pero no solo han evolucionado las baterías, procesadores, pantallas, para que sean más pequeños y manejables, teniendo siempre en cuenta todos los aspectos que requieren los estándares; las antenas han tenido mucho que ver en el proceso de miniaturización, comodidad e introducción de no solo telefonía móvil en los terminales móviles, ya que cada vez se precisan de mas aplicaciones integradas en él, como puede ser BlueThooth, GPS (Global Position System), NFC (Near Field Communication),... los cuales requieren de anchos de banda en determinados rangos de frecuencia que deben ser integrados en el teléfono como parte de la antena dedicada a la telefonía móvil o aparte dentro del terminal. Estas antenas, han ido evolucionando, pasando de ser solamente un hilo en comunicaciones anteriores a la telefonía móvil a tener dentro del teléfono móvil múltiples antenas en sistemas llamados MIMO (múltiples entradas múltiples salidas).

En este Proyecto Fin de Carrera, teniendo en cuenta la dificultad que hay de encontrar textos que engloben las tendencias de diseño de las nuevas antenas, es decir, los parámetros que se consideran más importantes para el diseño de éstas y las tecnologías básicas de las que se desarrolla, teniendo en cuenta la importancia de los sistemas MIMO y de diversidad, daremos a entender cuáles son las necesidades de diseño y las nuevas tendencias básicas de las nuevas antenas. En un primer punto, daremos una mirada a las diferentes generaciones de telefónica móvil. En el segundo, veremos los parámetros básicos de las antenas pequeñas y su tipología mas básica, dando importancia a la tendencia de hacer estas antenas cada vez más pequeñas para su mejor integración en el teléfono móvil. En el tercer punto, veremos que son los sistemas MIMO y de diversidad, tan importantes a la hora de integrar diferentes antenas en un mismo terminal. Y por último, estudiaremos las diferentes tendencias de desarrollo de estas antenas, viendo las más características y todo lo que influye en su diseño.

Cabe destacar, que este campo de antenas para los terminales móviles está en constante desarrollo, sufriendo cada año numerosos cambios y evoluciones, adaptándose siempre a las exigencias de los usuarios, por lo que trataremos en este Proyecto Fin de Carrera dar a entender las evoluciones que más importancia han tenido y los puntos más importantes que se siguen en el desarrollo de las antenas de última generación.

Índice

1-Introducción	4
1.1 Evolución comunicaciones móviles	4
1.2 LTE - Cuarta generación de telefonía móvil	7
2- Antenas de terminales móviles	9
2.1 Parámetros básicos	9
2.2 Tipología básica de antenas móviles	11
2.2.1 Antenas Dipolo	11
2.2.2 Antenas Microstrip	14
2.3 Antenas eléctricamente pequeñas (Small Antennas)	23
2.4 Requisitos de seguridad y compatibilidad	27
2.4.1 SAR	27
2.4.2 Compatibilidad con Audífonos (HAC)	29
3- MIMO	32
3.1 Factores físicos que caracterizan a un canal inalámbrico	33
3.2 Capacidad del canal MIMO	36
3.3 Diversidad	37
3.4 Multiplexación espacial	39
4-Desarrollo de las antenas en los terminales móviles	41
4.1 Desarrollo en las anteriores generaciones	41
4.1.1 Antenas PIFA	44
4.1.2 Antena monopolo doblado/ramificado	47
4.1.3 Antena de bucle	50
4.1.4 Mejoras en el ancho de banda de la antena	52
4.2 Antenas móviles de última generación	54
4.2.1 Parámetros importantes	54
4.2.2 Desacoplamiento y decorrelación de antenas MIMO ..	56
4.2.3 Antena y canales en MIMO	66

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

4.2.4 Estándares y requerimientos de la industria	68
5- Conclusiones	71
6-Bibliografía	72

1-Introduccion

1.1 Evolución comunicaciones móviles

El teléfono móvil es, quizás, el dispositivo que más nos ha cambiado la vida desde su aparición en los años 80. Las comunicaciones y la forma de relacionarnos con los demás han experimentado una transformación clave desde entonces. No obstante, el propio invento en sí ha sufrido una importante evolución, pasando por cuatro grandes evoluciones: 1G, 2G, 3G y, actualmente recién salida al mercado, la 4G.

Anterior a la 1G: la 0G

Podríamos decir que la 0G es la generación precursora, pero se queda más en una pre-generación, predecesora de la primera generación, ya que no fue una tecnología de telefonía móvil celular, es decir, no usaban celdas como las futuras generaciones y los terminales estaban montados en coches por su gran peso, aunque aparecieron modelos maletín. Empezó por el año 1970 y fue el primer servicio de telefonía móvil comercial, el cual era parte de una red telefónica pública conmutada, con sus propios números de teléfono. Esta generación estaba desarrollada con tecnología analógica y sólo permitía comunicación de voz. El primer país en tener una red pública comercial de telefonía móvil fue Finlandia en el año 1971.

Primera generación (1G)

También basada en tecnología analógica, como la 0G, fue la primera generación en usar la tecnología de celdas de radio para la transmisión inalámbrica de la señal. En esta generación apareció sobre el 1980 y se desarrollaron diferentes estándares dependiendo de la región: AMPS (Analogue Mobile Phone System) usado en Estados Unidos, TACS (Total Access Communication System) en Reino Unido, NMT (Nordic Mobile Telephone, en los Países Nórdicos) Europa del Este y Rusia, y J-TACS (Japanese Total Access Communication System) usado en Japón y Hong Kong, ... En esta 1G, las llamadas de voz se modulaban a una frecuencia de alrededor de 150 MHz y transmitidas entre las torres de radio. Esto lo hacía usando la técnica División de Frecuencia de Acceso Múltiple (FDMA). Esta 1G también se caracterizó ofrecer un servicio con baja calidad, poco fiable en cuanto a seguridad, con una limitada capacidad de itinerancia al tener tantas tecnologías diferentes y con un limitado servicio respecto al número de usuarios a los que podía dar servicio.

Segunda generación (2G)

Esta nueva generación, rompió con la tecnología analógica para ofrecer servicios con tecnología digital, más robusta y segura que la analógica. Gracias a esto se tuvo una mejora en la calidad de las llamadas, la inclusión de los SMS, y todo tipo de información digitalizada. Esta segunda generación se lanzó al mercado por primera vez en 1991 en Finlandia bajo el estándar GSM (Global System for Mobile Communications). Actualmente GSM es usado por unos 2 mil millones de personas alrededor del mundo.

La ubicuidad del estándar GSM hace muy común la itinerancia entre los operadores de telefonía móvil, permitiendo a los suscriptores usar sus teléfonos en muchas partes del mundo.

La tecnología está basada en Time Division Multiple Access (TDMA) y Code Division Multiple Access (CDMA), dependiendo del tipo de multiplexación usada. Esta usa también algoritmos de compresión y descompresión para comprimir y multiplexar digitalmente los datos. A través de esta tecnología, la red 2G puede tener un mayor número de llamadas que la 1G, además de tener terminales mucho más pequeños gracias a que se necesita menos potencia de transmisión.

Antes de llegar a la tercera generación (3G), se desarrolló:

- La 2,5G, que introdujo la conmutación de paquetes. Esta 2,5G está basada en el estándar GPRS (General Packet Radio Service) la cual es capaz de dar velocidades de transferencia de 56 a 114 kbps. Se puede utilizar para servicios tales como MMS (Multimedia Messaging Service) y acceso a Internet.
- La siguiente evolución de antes de llegar a la 3G fue la 2.75G bajo el estándar EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution), tecnología de telefonía móvil digital que actúa como una mejora en la unión de las redes de 2G y 2,5G. EDGE es una tecnología extendida de la versión GSM, capaz de ofrecer una velocidad de transmisión de datos e información más rápida y clara.

Tercera generación (3G)

Es la tercera generación de estándares y tecnología de telefonía móvil. Está basada en la familia de estándares de la ITU (International Telecommunication Union) en el marco de International Mobile Telecommunications programme, IMT-2000. En Europa y Japón se seleccionó el estándar UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). UMTS está gestionado por la organización 3GPP, también responsable de GSM, GPRS y EDGE. Esta nueva generación ofrece servicios más avanzados y el logro de una mayor capacidad en la red a través de una mayor eficiencia espectral. Los servicios incluyen una amplia área de telefonía móvil de voz, llamadas de video y datos inalámbricos de banda ancha, todo ello en un entorno móvil. LA 3G usa tecnología TDMA y CDMA y es capaz de dar servicios de valor añadido como la televisión móvil, GPS (Global Position System) y videoconferencia. La característica básica de la tecnología 3G es una transferencia de datos rápida. Hay muchas tecnologías 3G como W-CDMA, GSM EDGE, UMTS, DECT, WiMax y CDMA 2000 que son muy flexibles, siendo compatible con las tecnologías de la 2G. El objetivo de la 3G es de permitir una mayor cobertura y el crecimiento con una inversión mínima.

3G tiene las siguientes mejoras con respecto a redes 2.5G y anteriores:

- Una gran mejora en la velocidad de datos

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

- Soporte para video conferencias
- Navegación Web a velocidades más altas
- Soporte para IPTV (TV a través de Internet)

Antes de llegar a la 4G (cuarta generación de telefonía), se realizaron varias mejoras:

- 3.5G bajo el protocolo de telefonía móvil HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access), que proporciona un camino evolutivo suave para redes 3G basadas en UMTS permitiendo una mayores velocidades de transferencia. Permite velocidades de transmisión de datos del orden de 8-10 Mbits/s.
- El 3.75G hace referencia a la tecnología HSUPA (High Speed Uplink Packet Access). La tecnología de las telecomunicaciones móviles HSUPA está directamente relacionado con HSDPA y los dos son complementarios entre sí. Esta mejorará las aplicaciones de datos avanzados persona a persona con velocidades de datos más altas y simétricas, como correo electrónico móvil y aplicaciones en tiempo real gracias a una mayor velocidad de subida, llegando a los 5.8Mbps.

HSPA (High Speed Packet Access) es el conjunto de protocolos de telefonía móvil que amplían y mejoran el rendimiento de los protocolos UMTS existentes.



Figura 1. Evolución de la telefonía móvil.

Cuarta generación (4G)

4G hace referencia a la cuarta generación de estándares inalámbricos celulares. Es el sucesor de las normas 2G y 3G. La gran diferencia entre con las otras generaciones, es que se mueve solamente mediante conmutación de paquetes mediante el protocolo IP. Esta generación dispone de acceso móvil de banda ultra ancha (velocidades de gigabit) y la transmisión de múltiples portadoras mediante OFDM. La expectativa para la tecnología 4G ha sido básicamente el audio/video por streaming de alta calidad. Algunas de las empresas tratan de dar servicio 4G a 100 Mbps para usuarios móviles y hasta 1Gbps a través de estaciones fijas. Esta se basa en el estándar LTE (Long Term Evolution).

[1]

1.2 LTE - Cuarta generación de telefonía móvil

Como hemos visto, la 4G de telefonía móvil eligió el estándar de comunicaciones inalámbricas LTE para su desarrollo, que mejora muy significativamente las prestaciones de capacidad y velocidad con respecto a las tecnologías celulares precedentes (2G GSM/EDGE y 3G UMTS/HSPA). Este ha sido desarrollado por 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Su gran diferencia respecto a las anteriores generaciones, es que se basa únicamente en la conmutación de paquetes mediante el protocolo IP para realizar cualquier tipo de tráfico de datos de extremo a extremo con una buena calidad de servicio (QoS) y, de igual forma el tráfico de voz, apoyado en Voz sobre IP (VoIP) que permite una mejor integración con otros servicios multimedia. Así, con LTE se espera soportar diferentes tipos de servicios incluyendo la navegación web, vídeo streaming, Voz sobre IP, juegos en línea, vídeo en tiempo real,...

Las características más importantes de este estándar son:

- Alta eficiencia espectral
 - OFDM de enlace descendente robusto frente a las múltiples interferencias y de alta afinidad a las técnicas avanzadas como la programación de dominio frecuencial del canal dependiente y MIMO.
 - DFTS-OFDM (single-Carrier FDMA) al enlace ascendente, bajo PAPR, ortogonalidad de usuario en el dominio de la frecuencia.
 - Aplicación multi-antena.
- Muy baja latencia con valores de 100 ms para el Control-Plane y 10 ms para el User-Plane.
- Separación del plano de usuario y el plano de control mediante interfaces abiertas.
- Ancho de banda adaptativo: 1.4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz
- Puede trabajar en muchas bandas de frecuencia diferentes.
- Velocidades de pico:
 - Bajada: 326,5 Mbps para 4x4 antenas (mediante MIMO) y 172,8 Mbps para 2x2 antenas.
 - Subida: 86,5 mbps
- Óptimo para desplazamientos hasta 15 km/h. Compatible hasta 500 km/h
- Más de 200 usuarios por celda. Celdas de 5 MHz.
- Celdas de 100 a 500 km con pequeñas degradaciones cada 30 km. Tamaño óptimo de las celdas 5 km . El Handover entre tecnologías 2G (GSM - GPRS - EDGE), 3G (UMTS - W-CDMA - HSPA) y LTE son transparentes
- Las operadoras UMTS pueden usar más espectro, hasta 20 MHz
- Mejora y flexibilidad del uso del espectro (FDD y TDD) haciendo una gestión más eficiente del mismo, lo que incluiría servicios unicast y broadcast. Reducción en TCO (coste de análisis e implementación) y alta fidelidad para redes de Banda Ancha Móvil.

Se han previsto las bandas de 700 MHz para América del Norte, 900, 1800 y 2600 MHz para Europa, 1800 y 2600 MHz para Asia y 1800 MHz para Australia. A día de hoy, la tecnología aprobadas por la ITU como estándar 4G, con base en LTE, es LTE-Advanced. El LTE-Advanced es la décima versión del estándar de la 3GPP. Básicamente es una mejora de LTE para que cumpla las especificaciones de la ITU y sea considerado un sistema de cuarta generación. Este nos permitirá tener descargas cercanas a 1GHz. Con LTE-Advanced los operadores podrán aprovechar mejor el espectro y servir a más usuarios en una misma célula.

[2], [3]

2- Antenas de terminales móviles

2.1 Parámetros básicos

En este apartado veremos los diferentes parámetros que definen y que se tienen que tener en cuenta para el diseño las antenas de los terminales móviles:

Eficiencia

La eficiencia de una antena de teléfono es la relación de la potencia total radiada por la antena con la potencia disponible en sus terminales (o los de su red de adaptación asociado). Las pérdidas en la antena aparte de la radiación se modelan con frecuencia a través de una resistencia de pérdida de serie R_{loss} , en cuyo caso el η eficiencia de radiación se puede representar como

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} \quad (1)$$

Donde $R_{rad} + R_{loss}$ es la resistencia de entrada total de la antena. Podemos observar que cuando el valor de ka decrece, R_{rad} decrece y R_{loss} domina la eficiencia. Esta disminución en la eficiencia se debe principalmente a la conducción dependiente de la frecuencia y las pérdidas dieléctricas dentro de la antena. La eficiencia se cuantifica mediante una antena esférica ideal, lo que demuestra que las pérdidas son muy prominentes para los valores de ka pequeños. Donde veremos que ka es un valor para especificar si una antena pertenece a las denominadas “antenas eléctricamente pequeñas”. [4]

Ancho de banda

El ancho de banda de una antena es el rango de frecuencia sobre el que se mantiene un conjunto especificado de parámetros. El objetivo de diseño de la antena del teléfono es que el ancho de banda sea suficiente para cubrir las bandas de frecuencia sobre las que el terminal móvil está destinado a operar.

Patrones de radiación

Es relativamente poco común para la especificación de una antena de teléfono móvil incluir cualquier referencia a sus diagramas de radiación, aunque éstos se miden comúnmente durante el desarrollo de la antena. La razón de esta falta de especificación es, en parte, porque el diseñador tiene una capacidad limitada para controlar los patrones, pero también porque el teléfono será operado en contacto con la mano (y, a veces la cabeza) del usuario, por lo que cualquier medición de los patrones es de importancia limitada. Los diagramas de radiación se miden generalmente en los tres planos principales del teléfono físico.

Polarización

La radiación de un terminal se considera que tiene la polarización elíptica orientada al azar. Las mediciones de la potencia radiada se hacen generalmente por separado para

los componentes de señal lineales ortogonalmente polarizadas. Esto significa que la totalidad de características de radiación 3D del teléfono se caracterizan por seis patrones diferentes (tres cortes y dos componentes de polarización).

Ganancia

Es una medida que tiene en cuenta la eficiencia de la antena, así como sus capacidades direccionales. Ganancia de una antena (en una dirección dada) se define como "la relación de la intensidad, en una dirección dada, a la intensidad de la radiación que se obtendría si la energía aceptada por la antena se irradiara de forma isótropa. La intensidad de la radiación correspondiente a la potencia isótropa radiada es igual a la potencia aceptada (de entrada) por la antena dividida por 4π ".

Ganancia efectiva media (MEG)

Es una medida estadística de la ganancia de la antena en el entorno móvil. Este se calcula promediando la ganancia medida en los puntos suficientes en una superficie (típicamente esférica) alrededor del terminal. Si la antena era sin pérdidas, entonces la ganancia media sería 0 dBi, por lo que el MEG es efectivamente lo mismo que $10 \log_{10}\eta$, donde η es la eficiencia.

Potencia total radiada

Esta es la potencia total que fluye desde el teléfono cuando está transmitiendo.

Relación de onda estacionaria de tensión (VSWR o ROE)

Se trata de la relación que existe entre la tensión mínima y máxima en la entrada de línea de la antena:

- $VSWR = (1 + \rho_v) / (1 - \rho_v)$, donde ρ_v es el módulo del coeficiente de reflexión de tensión, la relación de la onda reflejada a la onda hacia adelante expresada en voltios.
- Pérdidas de retorno = $20 \log_{10} \rho_v$.
- El coeficiente de potencia reflexión = ρ_v^2 por lo que la potencia entregada a la carga es $(1 - \rho_v^2)$ y la correspondiente pérdida de reflexión = $10 \log_{10}(1 - \rho_v^2)$.

La adaptación de la entrada de una antena de teléfono móvil es uno de los parámetros más importantes. El tamaño pequeño del teléfono y su antena crean problemas fundamentales en la obtención de un valor bajo de VSWR en las bandas de frecuencias requeridas. El principal efecto de la alta VSWR es la pérdida de reflexión de entrada que reduce la eficiencia del terminal; en general, el objetivo de eficiencia tiene prioridad sobre VSWR que no es considerado como el parámetro primario. Es de interés esencial para el diseñador de la antena, pero la eficiencia es lo que determina el funcionamiento del terminal.

El chasis del teléfono

Lo que nos referimos como el plano de tierra, comprende todas las partes de la terminal que están conectados al plano de tierra, incluyendo la batería, pantalla, caso de metalización, ... Para un teléfono de dos partes (clamshell o teléfono deslizante) estará integrado por las partes puestas a tierra de ambos componentes.

Pérdidas

Una antena ideal irradiaría toda la energía que se le suministra. En la práctica, las antenas tienen pérdidas, que son creadas a través de:

- Reflexión causada por la falta de correspondencia entre la antena y su línea de alimentación. La pérdida de reflexión es una causa importante de ineficiencia; aumenta si el VSWR de la antena se eleva cuando el teléfono se sostiene o se coloca a la cabeza.
- La absorción por circuitos y otros componentes del interior del terminal. Energía de radio-frecuencia (RF) puede estar acoplada a los circuitos de accionamiento para altavoces, cámaras y otros componentes si están cerca de la antena y expuestos a los campos de RF. Esta energía unida no contribuirá a la radiación del teléfono.
- La absorción por los circuitos flexibles que conectan diversos componentes del terminal. Aunque estos no están cerca de la antena pueden contribuir las pérdidas por acoplamiento de energía en los circuitos internos.
- Efectos de usuario. La mano del usuario y la cabeza cambian la VSWR de la antena, absorben la energía de radiofrecuencia, y pueden bloquear la trayectoria de propagación potencial entre el teléfono y la estación base.

[5]

2.2 Tipología básica de antenas móviles

Ahora veremos las antenas básicas en las cuales se basan los diseños de las antenas para móviles. La mayor parte de estas suelen ser antenas derivadas de dipolo, como monopolos, dipolos doblados, en hélice, ... o antenas microstrip (también llamadas de parche) como la PIFA.

2.2.1 Antenas dipolo

La antena dipolo es la más sencilla de todas. Consiste en un hilo conductor de media longitud de onda a la frecuencia de trabajo, cortado por la mitad, en cuyo centro se coloca un generador o una línea de transmisión (Figura 2).

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

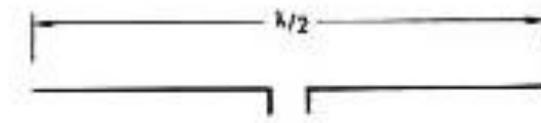


Figura 2. Dipolo clásico.

La longitud de un dipolo debe ser por tanto:

$$L = \lambda / 2 = 150 / f \quad (2)$$

siendo f la frecuencia en megahercios.

Al estar construido con algún material conductor (generalmente cobre) y terminarse en dos puntas que introducen una cierta capacidad que no existe en el conductor continuo, para obtener la resonancia se debe acortar ligeramente esta longitud debido al mismo efecto que el factor de propagación de las líneas de transmisión.

Para todos los efectos prácticos, salvo para dipolos en frecuencias muy elevadas en las que el diámetro del hilo puede tener influencia, se puede considerar que acortando la longitud un 5 % se consigue la condición de resonancia. Por lo tanto, la fórmula queda:

$$L = 142,5 / f \quad (3)$$

Distribución de corriente y tensión en un dipolo

La distribución de corriente y tensión en un dipolo es tal como se muestra en la figura 3.



Figura 3. Distribución de Intensidad y distribución de tensión.

En el centro tenemos una tensión reducida y una intensidad elevada, mientras que en las puntas se produce una tensión muy elevada y una intensidad nula. Esto quiere decir que hay que tener cuidado con la sujeción de esos puntos.

Impedancia de un dipolo

La impedancia nominal de un dipolo es de 73 ohmios. Sin embargo, en un dipolo real situado a una cierta distancia del suelo la impedancia varía considerablemente. Este efecto no tiene demasiada importancia si se puede aceptar una VSWR máxima en la línea de transmisión de 2:1.

Si se quiere anular esta VSWR sólo podemos hacerlo variando la altura del dipolo. Cuanto más alto se encuentra el dipolo respecto a tierra, menor es la variación de impedancia y más se aproxima al valor nominal de 73 ohmios. Un dipolo colocado a una altura de $3/8$ de la longitud de onda tendrá una impedancia de 81 ohmios aproximadamente.

Conectándolo a una línea de 75 ohmios, la VSWR será $81/75$ o sea 1,08:1, que es muy pequeña. Si el dipolo se encuentra a más de media longitud de onda de altura sobre el suelo a la frecuencia de trabajo, la VSWR que habrá en la línea será insignificante. En frecuencias bajas, donde la longitud de onda es grande, sí que resulta importante la altura a la que se coloca el dipolo. Supongamos un dipolo en la banda de 80 metros de los radioaficionados (3,5 a 38 MHz), media longitud de onda son 40 metros, altura que es muy difícil de lograr en la mayoría de los casos. Si colocamos el dipolo a $1/5$ de longitud de onda, veremos que la impedancia del dipolo es de unos 50 ohmios, por lo tanto, si el dipolo anterior se coloca a 16 metros y se alimenta con una línea de 52 ohmios existirá un acoplamiento perfecto.

En cualquier caso (excepto el mencionado anteriormente), alimentando un dipolo con una línea de 52 ohmios habrá que aceptar una VSWR de 1,5:1 aproximadamente. Además conviene evitar las alturas comprendidas entre un poco más de $1/4$ y un poco menos de $1/2$ de longitud de onda. Como norma general, un dipolo no debe montarse a alturas inferiores a $1/4$ de longitud de onda, ya que la impedancia baja muy rápidamente y como veremos en el apartado siguiente su funcionamiento se vuelve totalmente inútil.

Radiación de un dipolo

La radiación de un dipolo en el espacio libre es tal como se indica en la figura 4. En un plano perpendicular a la dirección del hilo del dipolo radia exactamente igual en todas direcciones, mientras que en el plano del dipolo radia con un máximo en la dirección perpendicular al hilo y un mínimo en la dirección del hilo. O sea que el dipolo es ligeramente directivo y tiene una ganancia respecto a una antena isotrópica de 2,3 dB en direcciones perpendiculares al hilo del dipolo. A efectos prácticos puede decirse que el dipolo es omnidireccional, excepto para direcciones hacia las puntas o muy próximas a ellas.

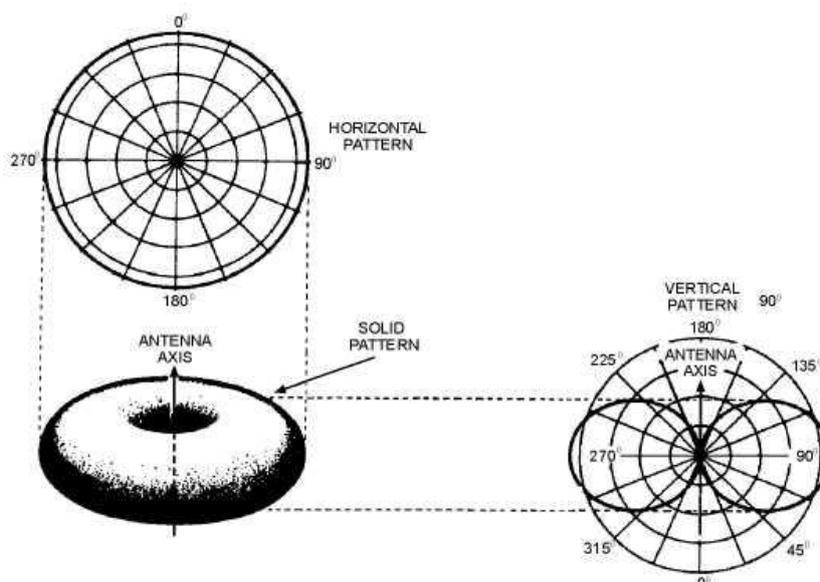


Figura 4. Radiación de un dipolo.

[6]

Monopolo

Los monopolos son antenas formadas por hilos y planos de masa, alimentadas por una línea de transmisión. Utilizando la teoría de imágenes se demuestra que equivale a un dipolo. Los monopolos tienen la misma corriente que los dipolos, los campos radiados son los mismos en el semiplano superior, mientras que el campo es cero en el semiplano inferior del monopolo.

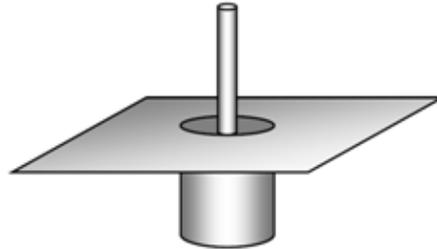


Figura 5. Monopolo.

La comparación entre los diversos parámetros de radiación es

Parámetro	Monopolo	Dipolo
Corriente	I	I
Tensión	V	2V
Potencia radiada	W	2W
Resistencia de radiación	$R_r/2$	R_r
Impedancia	$Z/2$	Z
Directividad	2D	D
Área efectiva	$A/2$	A
Longitud efectiva	$l/2$	l

[7]

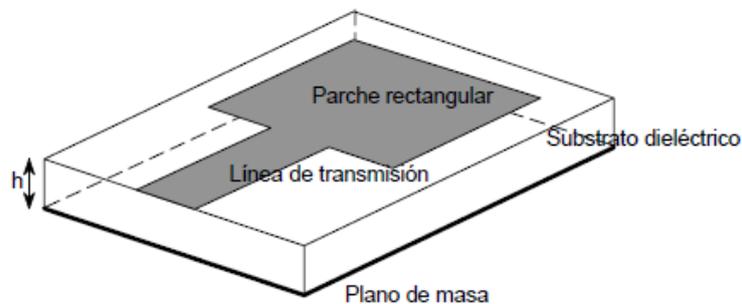
2.2.2 Antenas microstrip

Su uso tiene un gran auge para aplicaciones en las que el tamaño reducido es importante, como por ejemplo: aeronáutica, aviación, satélites, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas en general, y para frecuencias elevadas principalmente en los rangos de microondas y ondas milimétricas.

Algunas de las ventajas que este tipo de antenas pueden ofrecer son: tendencia a la miniaturización al lograr dispositivos cada vez más pequeños y con componentes livianos, fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas, sencillas, de fácil producción en masa (por lo que los costos pueden ser muy reducidos), fáciles de adaptar con circuitos integrados de microondas, versátiles en términos de impedancia, patrón, polarización y frecuencia de resonancia.

Entre las principales desventajas de este tipo de antenas se pueden nombrar: baja potencia de radiación (por su estructura no se pueden soportar altas potencias en los componentes de una antena microstrip), baja eficiencia, ancho de banda angosto, considerables pérdidas y son fácilmente afectadas por el factor térmico (sobre todo si se trabaja sobre sustratos flexibles).

La estructura consiste en un Parche metálico (dimensiones comparables a λ), sobre un sustrato dieléctrico sin pérdidas. El grosor oscila entre 0.003λ y 0.05λ . La constante dieléctrica (ϵ_r) puede tomar valores típicos de 2 a 12. En la parte inferior de la estructura se tiene un plano conductor perfecto. Las dimensiones se eligen de forma que la estructura disipe la potencia en forma de radiación.



(a)



(b)

Figura 6. Ejemplos de antenas microstrip cuadrada (a) y en una aplicación de terminal móvil(b).

Formas de los parches

Se pueden encontrar radiadores de las formas más diversas, aunque las geometrías más habituales son las circulares y rectangulares. En la Figura 7 podemos observar diferentes formas que pueden tomar las antenas de parche.

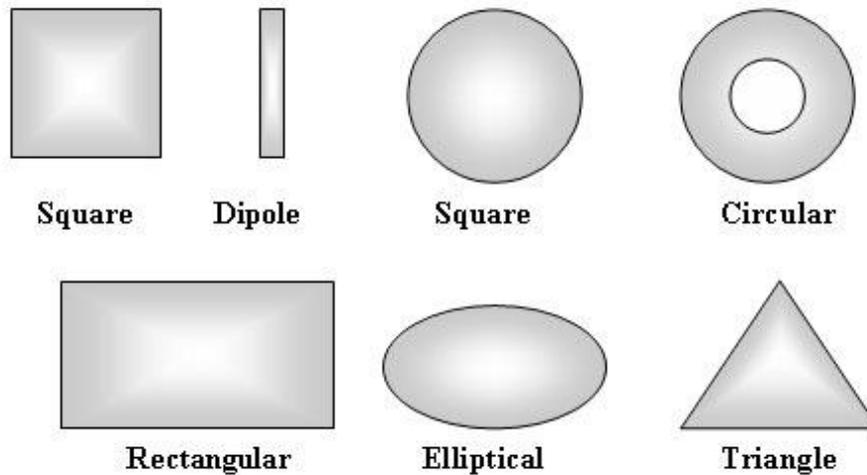


Figura 7. Diferentes formas de parches.

Alimentación

Un aspecto muy importante cuando se diseña una antena consiste en la alimentación que tendrá ésta, puesto que sin una estructura eficiente de alimentación las antenas de microstrip no funcionarán correctamente sin importar la precisión llevada a cabo para diseñar el elemento radiante. Existen diferentes métodos para alimentar una antena de microstrip de forma que radie lo más eficientemente posible en las frecuencias deseadas mediante un correcto acoplamiento de impedancias. A pesar de existir muchos métodos para alimentar una antena, éstos se pueden condensar en 3 categorías principales: alimentación directa, alimentación por proximidad y alimentación por apertura:

- *Alimentación directa:* Como su nombre lo indica, estos métodos de alimentación requieren de un contacto directo entre la estructura de alimentación y la antena radiante. Los dos principales métodos de alimentación en esta categoría son dos: alimentación por microstrip y alimentación por conector coaxial. La desventaja de estos métodos es que no se puede optimizar por separado el esquema de alimentación y la antena puesto que se trabaja en un mismo sustrato así que debe hacerse un compromiso entre las características esperadas de radiación y las características esperadas de la alimentación
 - Alimentación por microstrip: este método consiste en alimentar al radiador al conectarle directamente una línea de microstrip (diseñada para tener la impedancia característica deseada). Este método es el más sencillo de realizar, sin embargo el que peor eficiencia presenta en relación al ancho de banda y acoplamiento. En la Figura 8 podemos ver 2 ejemplos de esta alimentación.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

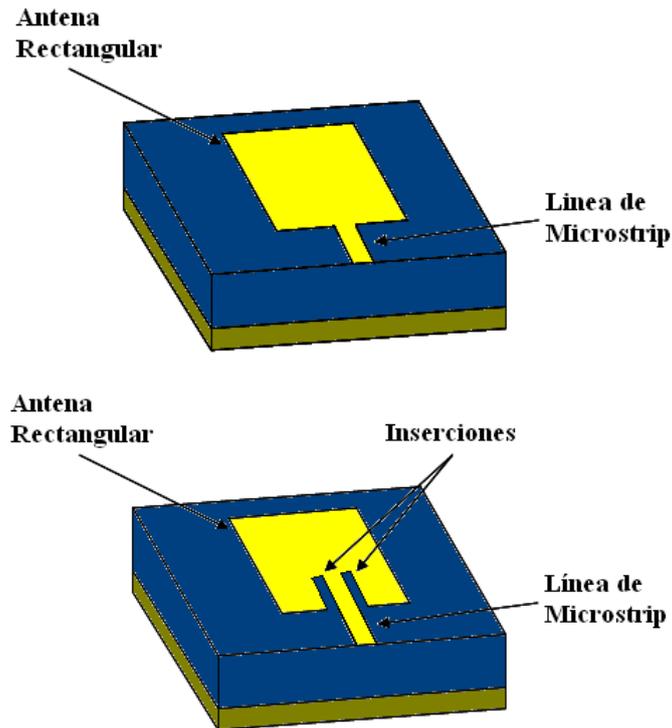


Figura 8. Alimentaciones por microstrip: a) Conexión directa de la línea de microstrip a la antena y b) conexión de línea de microstrip con inserciones.

- Alimentación directa con sonda coaxial: este método consiste en hacer que el pin del cable coaxial alimente directamente al radiador, mientras que la parte negativa de éste se conecte a la tierra de la antena de microstrip. La impedancia depende de la posición de la sonda en relación con el radiador de tal forma que colocándola correctamente generará un mejor acoplamiento. Es uno de los métodos más comunes de alimentación de antenas de microstrip sin embargo presenta un grado de complejidad puesto que el pin conductor del cable coaxial debe perforar el sustrato y estar soldado a la antena para su correcto funcionamiento, en la figura 9 se muestra éste método de alimentación.

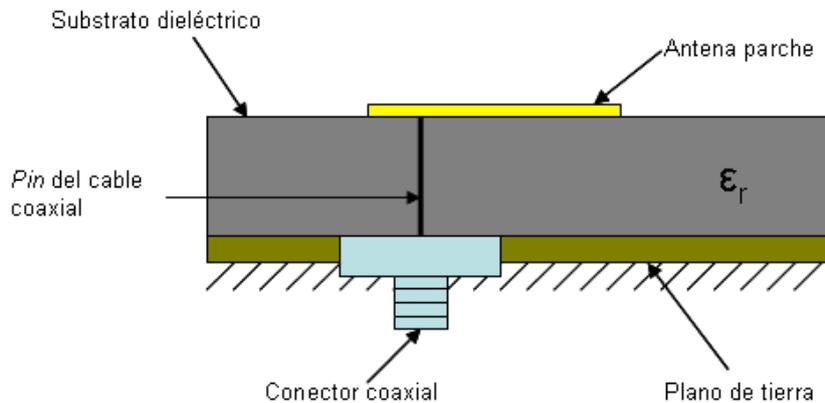


Figura 9. Alimentación por sonda de cable coaxial.

- *Alimentación por proximidad:* En éstos métodos la alimentación no tiene contacto directo con el radiador si no que el acoplamiento es electromagnético. En éste método se tiene al radiador sobre un sustrato dieléctrico y en la parte inferior de ésta estructura se tiene una línea de alimentación sobre de otro sustrato dieléctrico con un plano tierra. Éste método tiene la ventaja que el radiador así como la estructura de alimentación pueden optimizarse por separado cuando se utilizan dos capas de sustratos dieléctricos: un sustrato dieléctrico para obtener las mejores características del radiador (sustratos más anchos con permitividades eléctricas bajas) y de la alimentación (sustratos delgados y con permitividades eléctricas altas). En la figura 10 se muestra la estructura general de éste método.

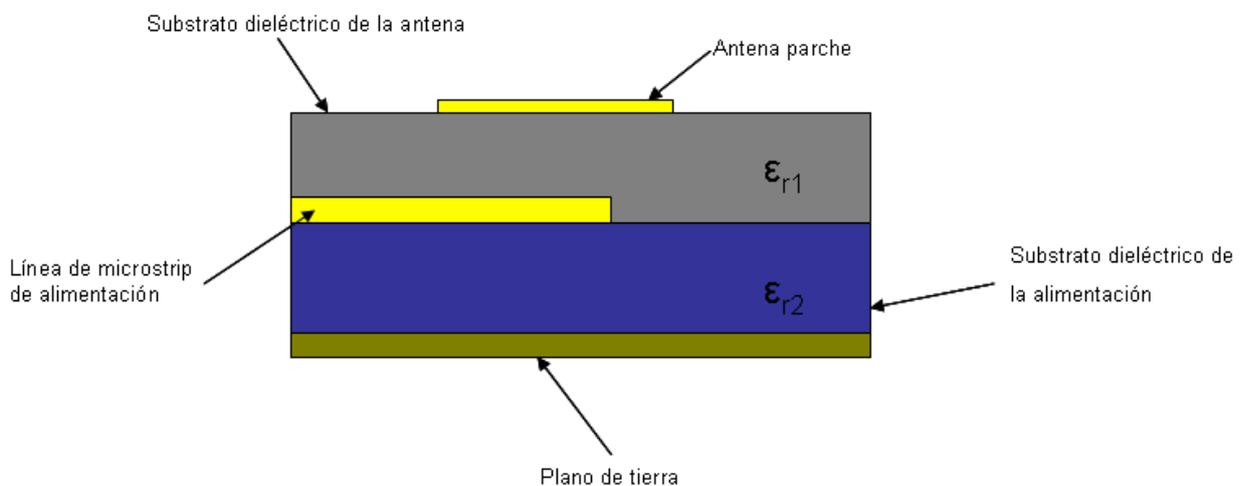


Figura 10. Alimentación por el método de proximidad.

- *Alimentación por apertura:* El método por apertura presenta similitud con el de proximidad debido a que también utiliza dos sustratos dieléctricos, uno para el radiador y otro para la alimentación de éste. La estructura de éste método es la siguiente: se tiene un radiador sobre un sustrato dieléctrico y sobre un plano de tierra compartido seguido de otro sustrato dieléctrico (de la alimentación) y finalmente una línea de alimentación en la parte inferior de toda la estructura. El plano de tierra tiene una apertura cuyas dimensiones y posición influyen en la impedancia y por ende en el acoplamiento de la antena. Una ventaja con respecto a la alimentación por proximidad es que en la alimentación por apertura, al estar la línea de alimentación en la parte inferior y separada de la antena por el plano de tierra, la radiación de esta es mínima en la dirección de radiación de la antena con lo que se evita que haya interferencias y polarizaciones cruzadas. La figura 11 muestra la estructura de dicho método de alimentación.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

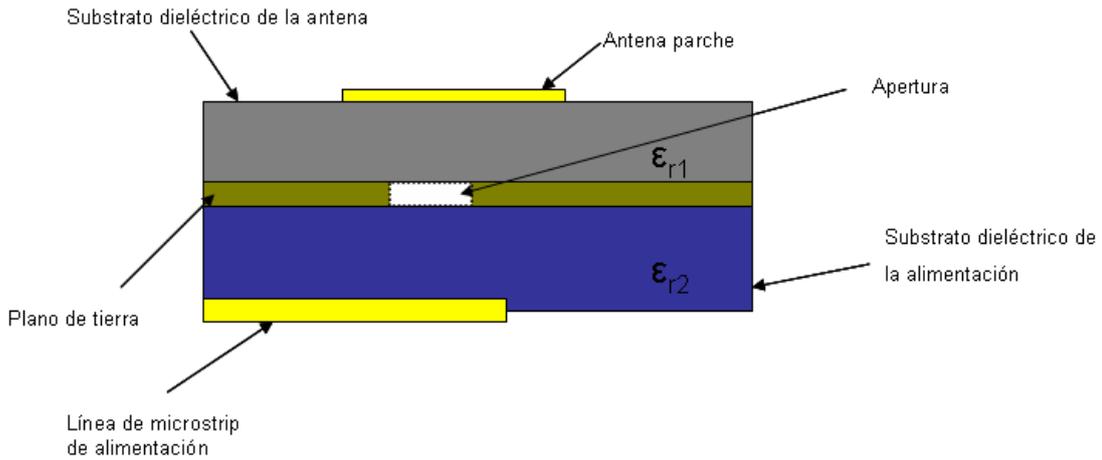


Figura 11. Alimentación por apertura.

Principios de funcionamiento

Las antenas microstrip se pueden analizar de muy diversas formas, desde los modelos más simples, basados en líneas de transmisión o cavidades hasta los más complejos, utilizando métodos numéricos o espectrales.

La línea de transmisión microstrip (Figura 12) consiste en un conductor separado por un dieléctrico sobre un plano de masa. El modo fundamental es quasi-TEM, estando la mayor parte del campo confinado en el dieléctrico. El dieléctrico tiene que ser eléctricamente delgado ($0.003\lambda < h < 0.05\lambda$), para evitar fugas y ondas superficiales. La permitividad eléctrica del sustrato dieléctrico por lo general se encuentra dentro de los rangos: $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$, para que las líneas de campo estén confinadas en torno a la línea microstrip.

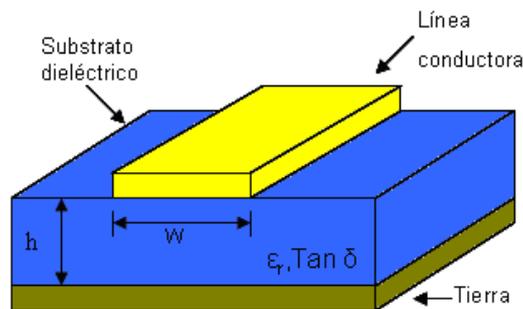


Figura 12. Línea de transmisión microstrip.

El patrón de radiación de una antena de parche es omnidireccional aunque la potencia radiada es emitida solamente hacia la parte superior de la antena en su forma ideal debido a que se considera un plano de tierra infinito, el cual bloquea radiación hacia la parte inferior de la antena. En la realidad puede existir una radiación hacia la parte inferior de la antena debido a que el plano de tierra es de dimensiones finitas, sin embargo los lóbulos posteriores son de pequeñas dimensiones en comparación con el lóbulo principal por lo que pueden despreciarse. En la figura 13 se muestran los patrones de radiación característicos para una antena de parche.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

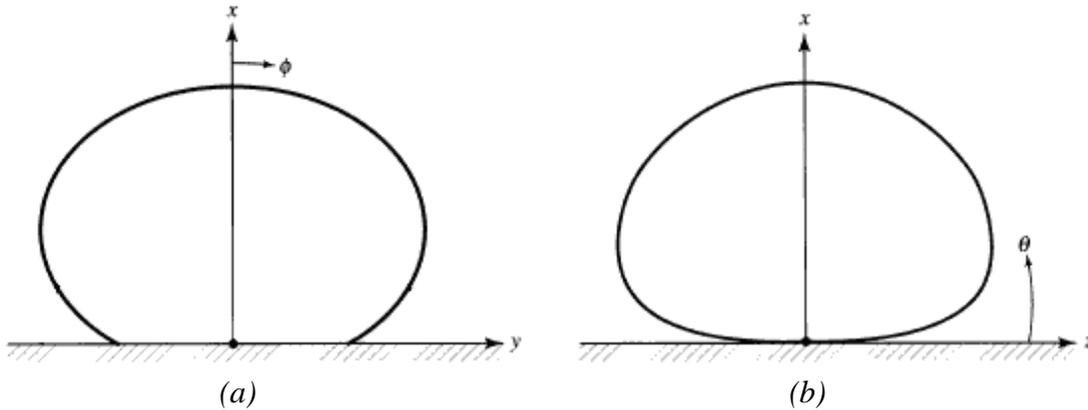


Figura 13. Patrón de radiación de una antena de parche. (a) Campo eléctrico E y (b) campo magnético H .

Modelo de línea de transmisión

El modelo de línea de transmisión presenta una gran facilidad de diseño aunque también es el menos preciso además de que solamente puede ser utilizado para el diseño de antenas rectangulares o circulares. Este modelo considera los bordes de la antena como dos aperturas (slots) que radian. Cada apertura tiene un grosor W (ancho de la antena), una altura h (ancho del sustrato) y separadas a una distancia L (longitud de la antena). Las aperturas a su vez son consideradas como admitancias complejas compuestas de una conductancia G y una susceptancia B . En la figura 14 se muestra el circuito equivalente para una antena rectangular con el modelo de línea de transmisión.

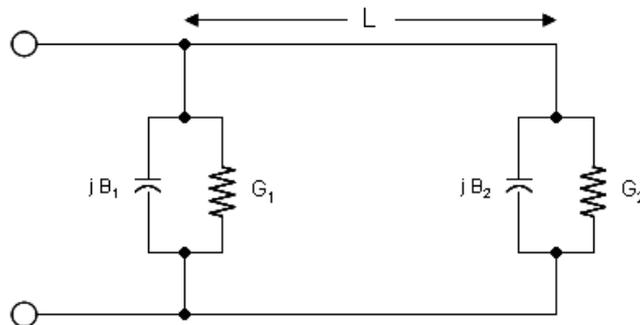


Figura 14. Modelo de línea de transmisión de una antena.

La distribución de los campos en una antena de parche en los bordes presenta los llamados fringing effects que forman líneas de radiación como se muestra en la figura 15. Dependiendo de la frecuencia de operación así como de los sustratos utilizados para las antenas los fringing effects se presentan de diferente forma para cada diseño. Debido a los fringing effects la longitud y ancho efectivos de la antena no es de igual valor que las dimensiones físicas. A su vez los fringing effects se presentan en dos medios en una antena de microstrip: el aire y el sustrato dieléctrico utilizado para la antena por lo que se tienen dos permitividades eléctricas distintas y la distribución de los campos será diferente de un medio al otro. Los fringing effects a su vez ocasionan que la longitud efectiva de la antena sea diferente a la longitud física, por lo tanto debe de considerarse este efecto cuando se diseña una antena.

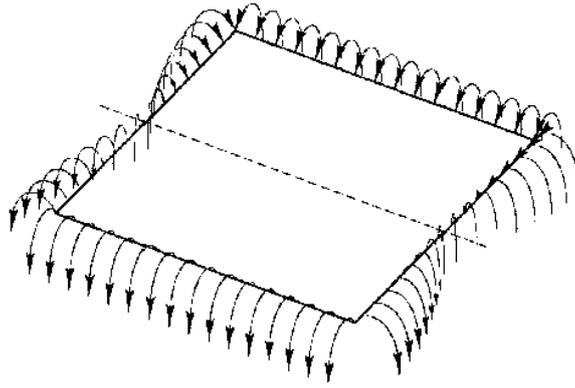


Figura 15. Fringing effects en una antena de parche rectangular.

El modelo de línea de transmisión entonces supone una permitividad eléctrica efectiva, ϵ_{ref} , combinando ambas permitividades eléctricas (aire y sustrato) y asume que la antena se encuentra inmersa dentro de un solo medio homogéneo con dicha permitividad constante en toda su superficie. La permitividad eléctrica es una cantidad que se calcula para que se tenga exactamente las mismas características eléctricas (principalmente constante de propagación) que se tienen para una línea de microstrip original. A partir de considerar un solo medio con permitividad constante se procede a calcular el valor de la longitud efectiva de la antena a diseñar.

Resistencia de entrada

A la frecuencia de resonancia

$$R_{in} = G_1/2 \quad (4)$$

La conductancia de radiación se puede calcular a partir de la potencia total radiada, integrando el diagrama de radiación. Para conseguir una buena adaptación es necesario que coincidan la impedancia característica de la línea de transmisión y la impedancia de entrada de la antena. Esto se puede conseguir teniendo en cuenta que la distribución de tensiones en la antena es proporcional al campo eléctrico vertical $V \propto E_z$

En el modo fundamental el campo tiene una variación cosenoidal

$$E_z = E(y = 0) \cos\left(\frac{\pi}{L} y\right) \quad (5)$$

Realizando un balance de potencias

$$W_{rad} = \frac{V^2(y=0)}{R_{in}} = \frac{V^2(y=y_0)}{R_{in}(y=y_0)} \quad (6)$$

Se llega a la conclusión de que la impedancia de entrada depende del punto de alimentación

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (7)$$

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

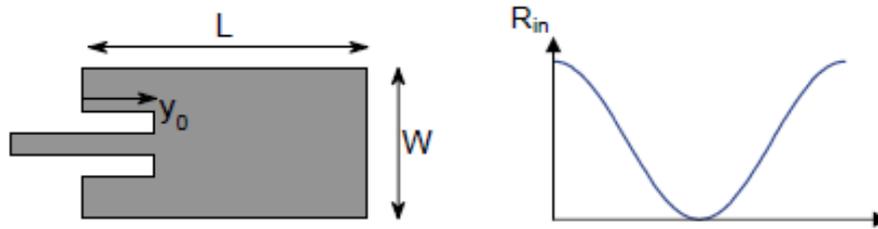


Figura 16. Resistencia de entrada.

Factor de calidad y ancho de banda

La potencia consumida por la antena se reparte entre las pérdidas por radiación, las pérdidas en el dieléctrico y las pérdidas por conducción en el metal. El factor de calidad se define como

$$Q = \text{Energía almacenada} / \text{Potencia disipada}$$

El factor de calidad está relacionado con los parámetros de la cavidad, especialmente con el grosor (h) y con la constante dieléctrica (ϵ_r).

Para aumentar las pérdidas por radiación es conveniente aumentar el grosor y disminuir la constante dieléctrica. En estas condiciones aumenta el ancho de banda. Por el contrario, para espesores pequeños o constantes dieléctricas elevadas se favorece el almacenamiento de energía en la cavidad, y el factor de calidad aumenta, disminuyendo el ancho de banda.

$$1/Q = \Delta f/f_0 \quad (8)$$

Polarización

Las antenas en su modo fundamental equivalen a corrientes magnéticas con polarización lineal. Para conseguir polarización circular es necesario combinar un modo vertical y un modo horizontal en cuadratura. El desfase se puede conseguir mediante líneas de alimentación de distinta longitud o bien mediante circuitos híbridos que consiguen el mismo efecto.



Figura 17. Desfase mediante diferentes longitudes de onda o mediante el uso de un circuito híbrido.

[8 - figuras 6, 7, 16, 17], [9]

2.3 Antenas eléctricamente pequeñas (Small Antennas)

Las dimensiones del terminal móvil son mucho más pequeñas que la longitud de onda de trabajo, sobre todo a frecuencias bajas. Para ponernos en situación, la longitud de un terminal se mueve alrededor de 80 y 100mm, una fracción muy pequeña de la longitud de onda, lo que supondría que para la frecuencia de trabajo de 900MHz, el chasis del terminal móvil sería solo $0,27\lambda$. Esto supone un gran problema respecto a su rendimiento eléctrico. Este tipo de antenas, poseen una resistencia de radiación la cual decrece rápidamente con el tamaño. A consecuencia de ello, el ajuste y adaptación de estas antenas es muy difícil de calcular. Con estos conceptos en mente, la eficiencia de la antena se deteriora y los parámetros de rendimiento, tales como el ancho de banda, tienden a disminuir a niveles inaceptables. Por lo tanto, el diseño de antenas compactas que sean eficientes, a pesar de su tamaño eléctrico, es una tarea muy difícil. Por ello, la optimización de las propiedades de rendimiento de estas antenas ha tenido una considerable atención en los últimos años por su gran uso.

En el diseño de cada una de estas antenas, los objetivos de optimización de rendimiento incluyen: lograr una adaptación de impedancia, es decir, una baja relación de onda estacionaria de tensión admisible (VSWR), alta eficiencia de radiación y un pequeño valor de factor de calidad (Q) o una banda de trabajo amplia. En el proceso de diseño, la optimización de la VSWR y eficiencia de radiación exige a estas propiedades a alcanzar su valor mínimo y máximo, respectivamente. El ideal sería una VSWR de alrededor 1:1 y una eficiencia de radiación del 100%, sobre el ancho de banda deseado. Considerando el ancho de banda operativo de la antena, esta generalmente se diseña para lograr el máximo ancho de banda requerido.

En muchas aplicaciones de antenas eléctricamente pequeñas, es deseable lograr tener un ancho de banda mayor que el deseado, a fin de minimizar los efectos de desafinación que puedan ocurrir en el entorno operativo. En el caso de antenas eléctricamente pequeñas, el proceso de optimización del ancho de banda típico requiere que las propiedades Q y ancho de banda sean comparadas con los límites fundamentales bien definidos. Generalmente, el mayor problema en el diseño de una antena pequeña es optimizar el ancho de banda de operación. Recientes esfuerzos han demostrado que las antenas pequeñas pueden ser diseñadas para lograr una Q a menos de 1,5 veces el límite fundamental.

Una antena se considera que es eléctricamente pequeña en función de su tamaño total ocupado o volumen en relación con la longitud de onda de funcionamiento, es decir, es aquella donde $ka \leq 0.5$, donde k es el número de onda en el espacio libre, $2\pi/\lambda$, y a es el radio de una esfera imaginaria que circunscribe la dimensión máxima de la antena. El valor de $ka = 0.5$ es el elegido principalmente por el hecho de que por debajo de este valor la resistencia a la radiación de muchas antenas de tipo dipolo converge a la

resistencia de radiación de una antena de dipolo de alambre recto de la misma longitud total, independientemente de la geometría de alambre o la longitud de la antena. [7]

Primero, vamos a establecer varios hechos importantes:

- (1) Cuando el tamaño y la eficiencia se calculan correctamente, el ancho de banda de una antena eléctricamente pequeña no excede el límite teórico, independientemente del diseño.
- (2) El límite teórico para pequeñas antenas es también una buena guía de diseño, incluso para las antenas que no son eléctricamente pequeña.
- (3) La evidencia experimental apoya las predicciones teóricas de que el rendimiento de una pequeña antena se maximiza con baja permitividad, antenas de baja relación de aspecto, en el que los campos llenan la esfera envolvente más pequeña tan uniformemente como sea posible.

Factor de calidad (Q)

El primer autor en establecer la relación entre el ancho de banda de la antena y la eficiencia fue Wheeler. Este estudió dos pequeñas antenas simples, un condensador de placas paralelas cilíndricas y un inductor de bobina cilíndrica. Calculó el factor de potencia de radiación de la antena capacitiva como

$$p = G/\omega C \quad (9)$$

y de la inductiva como

$$p = R/\omega L \quad (10)$$

donde C o L son la capacitancia o la inductancia, y G o R es la conductancia en derivación o resistencia en serie. Wheeler demostró que el factor de potencia máxima para una antena cilíndrica de cualquier tipo, con área circular A y altura b , es

$$P = \frac{1}{6\pi} k^3 f_s A b \quad (11)$$

Donde f_s denota el factor de forma que multiplica el área A para obtener el área efectiva. Wheeler también introdujo una antena de bobina de alambre esférica ideal que tiene un factor de potencia de

$$p = \frac{(ka)^3}{1+2/\mu_r} \quad (12)$$

Teniendo en cuenta que si la esfera está llena de un material que tiene permeabilidad infinita, como explica Wheeler, la expulsión de la energía almacenada evitable desde el interior de la antena puede aumentar p hasta en un factor de 3 en comparación con el caso lleno de aire. Su valor máximo está fundamentalmente limitado por la energía almacenada inevitable fuera de la antena a

$$p = (ka)^3 \quad (13)$$

Wheeler también ilustra la relación entre el factor de potencia y ancho de banda, que depende del circuito de adaptación y el coeficiente de reflexión permitido. Podemos reconocer definiciones de Wheeler para el factor de potencia en (9) y (10), como la inversa del factor de calidad Q de un circuito RC o RL . Invertiendo (13) nos encontramos con una buena aproximación a las expresiones para la Q mínima. Además

de esta limitación del ancho de banda, Wheeler también identificó en su trabajo inicial sobre este tema varias directrices importantes para el diseño de antenas pequeñas que son relevantes para el presente estudio:

- (1) Que la adición de un plano de tierra eléctricamente grande puede potencialmente doblar p para un volumen dado.
- (2) Que el aumento de la permitividad ϵ_r en el interior de la antena disminuye p más o menos en proporción a ϵ_r .
- (3) Que el aumento de la permeabilidad μ_r puede aumentar por encima de p a un factor de 3.
- (4) Además, explicó más tarde, que para las antenas no esféricas, el factor de potencia se reduce debido a que el volumen esférico se utiliza sólo parcialmente.

Chu fue el primero para derivar el factor de calidad Q mínimo de una pequeña antena sobre la base de una expansión del campo en términos de modos esféricos. Q se define en general por la relación de la energía almacenada W para radiar potencia P a una frecuencia ω particular para una antena de otro modo sin pérdidas,

$$Q = \omega \frac{W}{P} \quad (14)$$

Donde W se define como

$$W = 2 \text{Max}(W_m, W_e) \quad (15)$$

y W_m y W_e son la energía eléctrica y magnética almacenada. Desafortunadamente, Chu no establece explícitamente una fórmula que relaciona Q y tamaño. Sin embargo, él nos proporcionó una gráfica que muestra un pequeño dipolo con un circuito compatible idealmente que tiene un ancho de banda aproximadamente proporcional a $(ka)^3$.

Hansen y más tarde McLean siguieron el análisis de Chu para derivar una expresión para la Q del modo de orden más bajo en términos del tamaño eléctrico de la antenas

$$Q \cong \frac{1+2(ka)^2}{(ka)^3[1+(ka)^2]} \quad (16)$$

Hansen también mostró que la pérdida puede ser representada como una resistencia adicional en serie con la resistencia a la radiación, por lo que Q puede ser reducido a expensas de la eficiencia. Por lo tanto una cantidad más útil para la comparación de rendimiento de la antena es el factor de calidad dividido por la eficiencia, Q/η .

Collin y Rothschild se acercaron al problema restando la energía asociada a la radiación de la energía total para encontrar expresiones simples para la Q de cada modo. Ellos darán el valor para el modo esférico menor orden como

$$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (17)$$

McLean derivó la propagación y la no propagación de los campos, y calculó Q partir de la relación de estos términos, llegando al mismo resultado que Collin, arriba. También encontró que la Q de antenas con polarización circular que involucran tanto TM y modos TE juntos es

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

$$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{2(ka)^3} \quad (18)$$

Aunque este resultado se asocia a menudo con antenas de polarización circular, Pozar aclaró que esta fórmula para Q es simplemente un resultado del uso de dos modos, y no es específicamente una función de la polarización de la antena.

[10]

Ancho de banda

El ancho de banda de las antenas eléctricamente pequeñas a menudo está caracterizado por Q , porque Q y ancho de banda VSWR han demostrado ser inversamente proporcionales, y el límite inferior de Q está definido y es bien conocido. Una antena que no sea eléctricamente pequeña exhibirá un Q menor que el límite inferior.

Para definir el ancho de banda de la antena, es necesario definir el ancho de banda de manera que Q y el ancho de banda sean inversamente proporcionales sobre todo el rango de frecuencias. La definición del ancho de banda adecuado para esta proposición es “el ancho de banda medio de VSWR adaptado”, $FBW_v(\omega_0)$, donde VSWR es determinado usando una resistencia, Z_{CH} , igual que la resistencia de la antena, $R(\omega_0)$. El $FBW_v(\omega_0)$ viene dado por:

$$FBW_v(\omega_0) = \frac{\omega_+ - \omega_-}{\omega_0} \quad (19)$$

donde ω_+ y ω_- son frecuencias por encima y por debajo de ω_0 , respectivamente, y donde VSWR es igual a cualquier valor denotado por s . En muchos casos VSWR viene limitado por el valor $s \leq 5.828$ (potencia media).

$FBW_v(\omega_0)$ y Q están relacionados por:

$$Q(\omega_0) \cong \frac{2\sqrt{\beta}}{FBW_v(\omega_0)} \quad (20)$$

$$\sqrt{\beta} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} \leq 1$$

La aproximación en la ecuación (20) sale de suponer que la antena exhibe una única resonancia dentro del $FBW_v(\omega_0)$.

El mínimo Q de una pequeña antena a una única resonancia viene limitado por el menor límite definido en (17) entre su eficiencia. Dado que Q y el $FBW_v(\omega_0)$ son inversamente proporcionales, el ancho de banda de la antena eléctricamente pequeña exhibe una única resonancia y no puede ser mayor que el predicho por el inverso de Q . Usando las ecuaciones (17), dividido por la eficiencia, y (20), el mayor valor de “el ancho de banda medio de VSWR adaptado” viene dado por:

$$FBW_{Vub} = \frac{1}{\mu_r} \frac{(ka)^3}{1+(ka)^2} \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (21)$$

Es importante enfatizar que el mayor valor de ancho de banda está definido por el $FBW_v(\omega_0)$. En algunos casos, el ancho de banda operativo de la antena puede ser

incrementado más allá de su $FBW_v(\omega_0)$ por una mala adaptación intencional de la antena.

[11]

2.4 Requisitos de seguridad y compatibilidad

2.4.1 SAR

La conciencia pública sobre el aumento dramático en el número de sistemas que emiten energía de radiofrecuencia conduce frecuentemente a las preguntas acerca de la seguridad. La gama de potencia de RF en el que los dispositivos de comunicación inalámbricos móviles y portátiles operan puede ser tan bajo como unos pocos mW para un dispositivo de Bluetooth, una fracción de un vatio para un teléfono móvil, hasta 7W para radios móviles de dos vías, varias decenas de watts para los sistemas móviles de radio instalados en los vehículos a motor y de hasta 100W, o más, por las estaciones base de radiocomunicaciones. A pesar de que operan a potencia más baja que la estación de base y otros aparatos, los terminales móviles tienen el potencial para la producción de las exposiciones más altas, especialmente a los órganos importantes tales como el cerebro y los ojos, debido a su proximidad al cuerpo en su uso diario.

Las frecuencias de radio se definen como frecuencias entre 3 kHz y 300 GHz, es decir, las frecuencias por debajo de la región infrarroja del espectro electromagnético. Debido a que la energía del fotón asociado con una onda electromagnética de RF está muy por debajo de la requerida para quitar un electrón de un átomo (ionización), la exposición a RF se caracteriza como radiación no ionizante, como es la radiación infrarroja, luz visible, y las longitudes de onda ultravioleta más largas. La interacción física de la energía RF con el material biológico es compleja, a menudo resultan en distribuciones de campo eléctrico inducido (E) y magnéticos (H) altamente no uniformes y la densidad de corriente inducida en el objeto, independientemente de la uniformidad de los campos de exposición externa. Los campos internos están relacionados con una cantidad dosimétrica (dosis absorbida en tejidos y materia como resultado de la exposición a la radiación ionizante, tanto de manera directa como indirecta), denominado SAR (Specific Absorption Rate), que fue propuesta por primera vez por el Consejo Nacional de Protección Radiológica y Medidas en 1981, y se define como la potencia absorbida por la masa de los tejidos en unidades de vatios por kilogramo (W/Kg). La intensidad del campo eléctrico interno, densidad de corriente inducida, y SAR están relacionados con las propiedades físicas y eléctricas del objeto absorbente por las siguientes ecuaciones:

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} E^2 \quad \text{W/kg} \quad (22)$$

$$E = \left(\frac{\rho}{\sigma} SAR\right)^{1/2} \quad \text{W/m} \quad (23)$$

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

$$J = (\sigma\rho SAR)^{1/2} \quad \text{A/m} \quad (24)$$

donde E es el valor de la raíz cuadrada de la media de la intensidad de campo eléctrico inducido (V/m) en el tejido, J es la densidad de corriente (A/m²) en el tejido, ρ es la densidad del tejido (kg/m³), y σ es la conductividad dieléctrica del tejido (S/m).

SAR, también, puede definirse por el factor de incremento de temperatura en el tiempo, ya que las emisiones producidas por cualquier dispositivo no alteran la composición molecular del cuerpo sobre el que incide dicha radiación, sino que la energía absorbida por los tejidos se transforma en energía térmica del siguiente modo:

$$SAR = C_i \frac{\Delta T}{\Delta t} \quad (25)$$

donde C_i es la capacidad de calentamiento del tejido del cuerpo en (J/Kg °K), ΔT es el incremento de temperatura (°K) y Δt es el incremento de tiempo (s).

Una exposición larga podría llegar a sobrepasar la capacidad termorreguladora del organismo, por ello, la Comisión Internacional sobre la Protección contra la Radiación no Ionizante (ICNIRP) desarrolló en 1998 una Guía sobre límites de exposición a campos eléctricos, magnéticos y electromagnéticos variantes en el tiempo, en la que se establece como nocivo un incremento de 1^oC en una persona en reposo, habiéndose comprobado que equivale a un valor de SAR de 4 W/Kg durante 30 minutos de manera continuada. De este modo, los organismos de normalización han establecido unos límites máximos de exposición para prevenir el calentamiento excesivo de los tejidos, reflejados en la figura 18. Para el cálculo de los valores, se establece que el máximo valor permitido de SAR se aplique a 1g ó 10g de tejido.

	Australia	Europe	USA	Japan	Taiwan	China
Measurement method	ASA ARPANSA	(ICNIRP) EN50360	ANSI C95.1b:2004	TTC/MPTC ARIB		
Whole body	0.08 W/kg	0.08 W/kg	0.08 W/kg	0.04 W/kg	0.08 W/kg	
Spatial peak	2 W/kg	2.0 W/kg	1.6 W/kg	2 W/kg	1.6 W/kg	1 W/kg
Averaged over	10 g cube	10 g cube	1 g cube	10 g cube	1 g cube	10 g
Averaged for	6 min	6 min	30 min	6 min	30 min	

Figura 18. Tabla con las diferentes normas de SAR y sus límites.

En uso, el terminal se coloca de modo que su campo cercano penetra en el cuerpo del usuario. El cuerpo no es eléctricamente homogéneo - hueso, cerebro, piel, y otros tejidos tienen diferentes densidades, constantes dieléctricas, factores de pérdida dieléctrica y formas complejas. Esta es una situación que debe ser simplificada para proporcionar a los diseñadores de teléfonos móviles con las directrices de ingeniería con la que pueden trabajar, por lo que a efectos de regulación se utiliza una cabeza de maniquí físico estándar en la que los órganos internos están representados por un fluido homogéneo con propiedades eléctricas definidas. Con un teléfono situado al lado del fantasma y con su transmisor activado, los campos se sondan el interior del fantasma.

Se traducen a valores de la SAR y el patrón de deposición de energía se asigna a determinar las regiones con la más alta SAR promediada en 1g y 10g de muestra. Las simulaciones se realizan a menudo el uso de este "cabeza estándar", pero la información más realista se obtiene usando modelos de computadora de alta resolución en base a los datos anatómicos.

Una amplia investigación de posibles efectos en la salud de la energía de radiofrecuencia absorbida por los teléfonos móviles se ha llevado a cabo en muchos países. Los resultados actuales sugieren que los efectos son muy pequeños, por lo menos durante el período de tiempo durante el que los teléfonos móviles han estado en uso generalizado. La responsabilidad del diseñador de la antena es asegurar que el usuario está expuesto a los valores más bajos de SAR consistentes con la transmisión de una señal de radio con la potencia demandada por la red.

[12], [13]

2.4.2 Compatibilidad con Audífonos (HAC)

Los teléfonos móviles pueden interferir con los audífonos, tanto por su emisión de RF como por su campo electromagnético (EM). Audífonos modernos tienen un amplificador de audio, lo que hace que sea fácil para los usuarios de audífonos el usar un teléfono normal. Si el audífono está en una señal EM pulsada de alto nivel, tales como la posición de hablar de la telefonía móvil, en el amplificador se genera algo de ruido desagradable, como un zumbido. HAC se define como el campo E más alto y el campo H más alto detectado en la zona de campo cercano.

Los audífonos funcionan en uno de dos modos: acoplamiento acústico o bobinas telefónicas de acoplamiento (inductivo):

- Los audífonos que funcionan en el modo de acoplamiento acústico reciben y amplifican todos los sonidos que rodean al usuario: sonidos tanto deseados, tales como la señal de audio de un teléfono, así como el ruido ambiental no deseado.
- Los audífonos que funcionan en modo de acoplamiento de bobinas telefónicas evitan el ruido ambiental no deseado apagando el micrófono y recibiendo únicamente las señales de los campos magnéticos generados por los teléfonos compatibles con bobinas telefónicas. En los Estados Unidos, alrededor del 60 por ciento de los audífonos contienen bobinas telefónicas, que generalmente son utilizados por las personas con pérdida auditiva profunda.

Una bobina telefónica es una pequeña pieza de cable enrollada firmemente en el interior del audífono que, cuando se activa, recoge la señal de voz del campo electromagnético

que se filtra de los teléfonos compatibles. Mientras que el micrófono de un audífono recoge todos los sonidos, la bobina telefónica sólo recoge la señal electromagnética emitida por el teléfono. De este modo, los usuarios de audífonos equipados con bobinas telefónicas son capaces de comunicarse de manera efectiva en el teléfono sin eco y sin la amplificación del ruido de fondo no deseado. Las bobinas telefónicas sólo caben en dos tipos de audífonos: "en la oreja" y "detrás de la oreja". La mayoría de los audífonos más pequeños no son lo suficientemente grandes como para adaptarse a la bobina telefónica. Muchas personas informan de retroalimentación (o chillidos) cuando colocan un teléfono al lado de su audífono. Cuando se coloca correctamente, las bobinas telefónicas pueden eliminar esta información debido a que el micrófono del audífono está apagado y el audífono sólo amplifica la señal que viene a través de la bobina telefónica.

La capacidad de hacer los teléfonos inalámbricos compatibles con audífonos también depende en parte de otras opciones técnicas y de diseño realizados por los fabricantes. Por ejemplo, por razones técnicas, es más fácil para cumplir con las normas de compatibilidad ayuda auditiva en los sistemas que utilizan un Code Division Multiple Access (CDMA) que en los sistemas que utilizan un Global System for Mobile Communications (GSM). También es más fácil para cumplir con las normas de compatibilidad ayuda auditiva en los teléfonos con diseños en forma de concha (o "flip") que en planos (candy bar) u otros estilos. Por lo tanto, los consumidores pueden encontrar generalmente más modelos que cumplen con las normas de compatibilidad ayuda auditiva disponible de los operadores CDMA como en diseños de la cubierta.

Muchos teléfonos más nuevos también pueden proporcionar comunicaciones de voz utilizando una tercera generación (3G) de interfaz aérea denominada División de Código de Banda Ancha de Acceso Múltiple (WCDMA) (también a veces llamado Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)). En general, es más fácil para cumplir con las normas de compatibilidad ayuda auditiva sobre la interfaz aérea WCDMA que a través de GSM. Sin embargo, si un teléfono opera sobre las interfaces de aire GSM y WCDMA y no cumple con las normas de compatibilidad ayuda auditiva a través de GSM, será clasificado como no compatible con prótesis auditivas si quiera cumple con los estándares más de WCDMA.

Requisitos para la HAC para teléfonos inalámbricos digitales

Los teléfonos inalámbricos digitales compatibles con audífonos tienen que cumplir con la norma del estándar ANSI C63.19. Los puntos de referencia actualmente aplicables son los siguientes:

- Para *acoplamiento acústico*. Algunas personas que utilizan audífonos experimentan un zumbido o silbido cuando operan un teléfono celular. Este sonido se produce cuando los elementos electrónicos del interior del audífono

registran y demodulan la frecuencia radial (FR) y/o la interferencia electromagnética (EM) que emite el celular.

Los celulares con calificación M, M3 o M4, cumplen con los requisitos de la FCC y es menos probable que generen interferencia con los audífonos que los celulares que no cuentan con esta calificación. De ambas, M4 es la mejor y la más alta calificación.

- Para *acoplamiento inductivo* (audífonos con bobinas telefónicas). Los celulares con calificación T, T3 o T4, cumplen con los requisitos de la FCC y es más probable que funcionen bien en las personas que utilizan audífonos con bobinas telefónicas. De ambas, T4 es la mejor y la más alta calificación.

[14]

3- MIMO

La aparición de una gran cantidad de nuevas aplicaciones de comunicación que utilizan sistemas inalámbricos que demandan crecientes tasas de transmisión, mayor calidad de servicio “QoS”, etc., sobre un ancho de banda fijo, hace imprescindible la investigación de nuevas técnicas que permitan una mejora de eficiencia espectral (tasa de transmisión en bps (bits/s) entre el ancho de banda). Numerosos estudios en sistemas de comunicación inalámbricos han demostrado que el uso de múltiples antenas, tanto en transmisión como en recepción, ofrece la posibilidad de comunicación inalámbrica a tasas de transmisión más altas en comparación con sistemas de antena única. En este sentido las comunicaciones digitales que utilizan sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output), han surgido recientemente como uno de los avances tecnológicos más significativos en las comunicaciones modernas. Estos sistemas pueden definirse de manera simple: dado un sistema de comunicación inalámbrico, consideramos un enlace para el que tanto el extremo de transmisión como el de recepción están equipados con múltiples antenas. La idea consiste en que las señales en las antenas de transmisión en un extremo y las de recepción en el otro se combinan de tal manera que para cada usuario aparecen dos alternativas:

- La primera representa una mejora en la calidad de la comunicación, reduciendo el BER (Bit Error Rate). Utilizando el concepto de Diversidad espacio-temporal se busca la robustez del canal de transmisión, se combate el desvanecimiento transmitiendo y recibiendo por varias antenas en forma redundante.
- La segunda alternativa ofrece un aumento en la tasa de transferencia de datos a costa del BER. Así, mediante técnicas de Multiplexado espacial, con el mismo ancho de banda, se transmite/recibe más información ya que las diferentes antenas proporcionan distintos canales de propagación usados en paralelo.

Cabe destacar que con la aplicación de los conceptos de diversidad y multiplexado se buscan objetivos distintos, con lo que pueden llegar a ser mutuamente excluyentes. Si bien en ambos casos el uso de varias antenas tanto en el transmisor como el receptor proporciona una serie de canales efectivos en paralelo, si el objetivo es diversidad se usan los canales para transmitir con redundancia y en multiplexación se usan para transmitir información diferente.

La idea central en los sistemas MIMO es el procesamiento de señales espacio-temporal, en el cual la variable tiempo es complementada con la dimensión espacial (inherente al uso de múltiples antenas distribuidas espacialmente). Una propiedad clave de los sistemas MIMO es la capacidad de explotar la propagación multicamino transformándola en un beneficio para el usuario. Estos sistemas toman ventaja de manera efectiva del desvanecimiento aleatorio y de la dispersión de retardos multicamino para multiplicar las tasas de transferencia.

El interés reciente en los sistemas MIMO y de codificación espaciotemporal se basa en la perspectiva de una mejora de varios órdenes de magnitud en el desempeño de las comunicaciones inalámbricas sin el costo de utilización adicional del espectro. Esto motivó avances en áreas tan diversas como modelado de canal, teoría de la información y codificación, procesamiento de señales, diseño de antenas, etc. En un entorno real, las ondas de radio procedentes de dispositivos móviles se propagan a través del medio libre y de obstáculos con diferentes características físicas que afectan la propagación vía radio. Las reflexiones y refracciones en distintos objetos hacen que las ondas recorran diferentes caminos hasta alcanzar el receptor. El movimiento de los objetos en el propio canal o el del receptor causan un desplazamiento aparente en la frecuencia portadora. Un sistema de comunicación fiable intenta obtener ventaja de estas perturbaciones del canal.

[15]

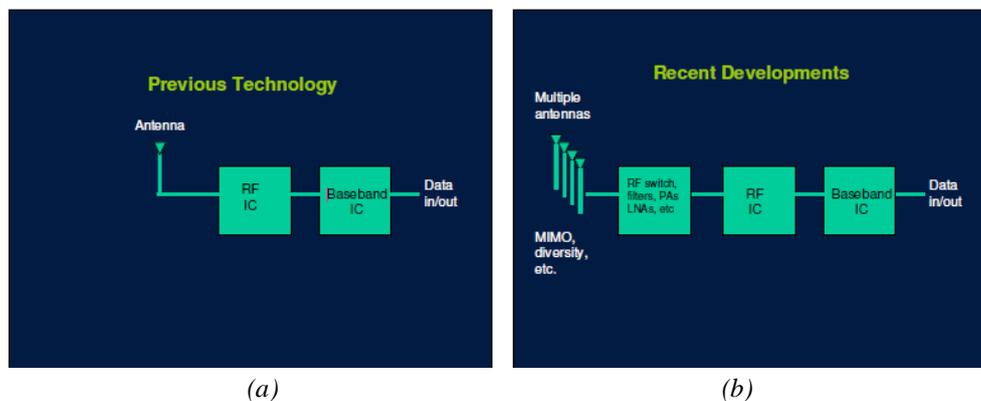


Figura 19. (a) En el pasado, uso de una única antena. (b) Recientemente, uso de varias antenas. [17]

3.1 Factores físicos que caracterizan a un canal inalámbrico

Atenuación

La atenuación es la pérdida de potencia en la señal. Los factores responsables de la atenuación son de tipo geométrico, el medio en que se encuentra el enlace y de obstáculos en general.

La atenuación debida únicamente a la distancia, en el espacio libre, entre los extremos del enlace aumenta con la inversa del cuadrado de la distancia y además de esto aparece otro tipo de atenuación debida a los obstáculos de gran tamaño como edificios, montañas, etc. Se han propuesto algunos modelos geométricos para explicar estas pérdidas a gran escala, pero es más habitual utilizar modelos estadísticos que describen de forma precisa entornos particulares. Por ejemplo, estadísticamente, se considera la atenuación como una variable aleatoria con una distribución conocida. Una expresión común para modelar la atenuación es:

$$P(d) = \bar{P}(d_0) + 10 n \log \frac{d}{d_0} + X_\sigma \quad (26)$$

Donde, X_σ es una variable gaussiana de media cero, en dB y desviación estándar σ , también en dB, que modela el efecto del desvanecimiento log-normal. Las pérdidas a una distancia arbitraria d se describen estadísticamente en relación a un punto de referencia d_0 , cuyas pérdidas vienen representadas por el término $\bar{P}(d_0)$, el exponente de pérdidas n y la desviación típica σ . El exponente n puede variar desde 1.6 (en interior y con visión directa) hasta 6 (en entorno urbano).

Propagación Multicamino

Las señales de radio que llegan al receptor tras recorrer caminos distintos lo hacen en distintos instantes y con fases aleatorias, así pueden combinarse, constructiva o destructivamente. El resultado inmediato es una fluctuación en la amplitud de la señal. Sin embargo, la atenuación media del enlace permanecerá constante. La cuantificación del fenómeno de la propagación multicamino en un canal se obtiene con el valor cuadrático medio de la dispersión del retardo (σ_{rms}). Tradicionalmente se dice que el canal ofrece una atenuación selectiva en frecuencia si este valor es superior al período de símbolo. En otros casos son más estrictos al considerar que esto se cumple cuando el producto ancho de banda B por el retardo τ de la propagación multicamino satisface la siguiente desigualdad:

$$B \cdot \tau \geq 0,1 \quad (27)$$

Así, el desvanecimiento multicamino ha sido tradicionalmente considerado uno de los mayores problemas a los que tienen que enfrentarse las transmisiones inalámbricas. Los sistemas MIMO explotan este fenómeno para convertirlo en una ventaja para el usuario, hasta el punto de que se comportarán mejor cuanto más dispersivo sea el canal, aumentando las velocidades de transmisión.

Efecto Doppler

Cuando existe un movimiento relativo entre el transmisor y el receptor, éste percibe un cambio en la frecuencia portadora. Este fenómeno se conoce como el efecto Doppler. El desplazamiento de frecuencia f_d depende de la velocidad relativa, la dirección del movimiento y la frecuencia de portadora:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (28)$$

Siendo v la velocidad relativa, λ la longitud de onda de la portadora y θ el ángulo entre la dirección de movimiento y la de propagación de la onda.

Desvanecimiento

Se conoce como desvanecimiento al efecto sobre la señal que producen la propagación multicamino y el desplazamiento Doppler, el que consiste en la variación rápida o a pequeña escala de la señal (en una pequeña distancia o intervalo de tiempo), siguiendo constante la atenuación a gran escala. El desvanecimiento puede ser selectivo en frecuencia o tener respuesta plana dependiendo de la estructura multicamino del canal, y puede ser lento o rápido en función del desplazamiento Doppler. El desvanecimiento selectivo en frecuencia es fuente común de errores en comunicaciones móviles debido a

que produce ISI (Inter Symbol Interference). En la actualidad, en sistemas MIMO se lleva a cabo la aplicación de técnicas de modulación, como la OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), Figura 20, que utilizan subcanales de pequeño ancho de banda, de forma que el desvanecimiento se puede considerar de respuesta plana en el espectro de frecuencia, por lo que tiene una gran capacidad para combatir la ISI producida en los canales dispersivos.

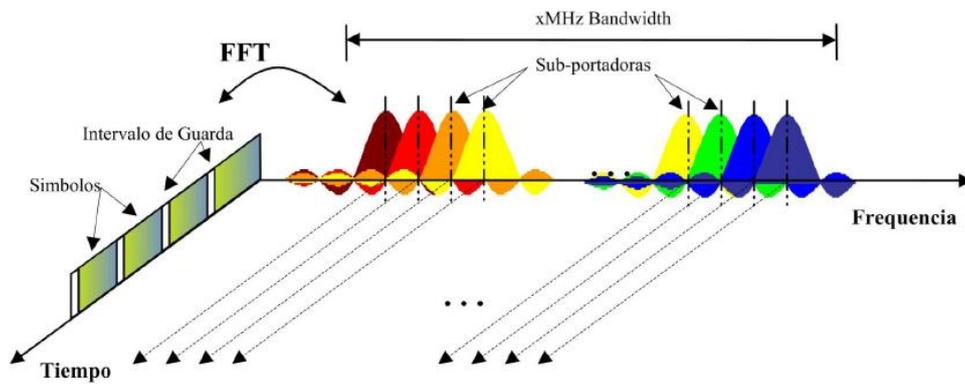


Figura 20. OFDM [16]

Debido a las características aleatorias de los fenómenos de desvanecimiento del canal, es necesaria la aplicación de técnicas estadísticas para su modelado. En canales móviles, la función de densidad de probabilidad Rayleigh es la más usada ya que describe la naturaleza estadística de la variación temporal de la envolvente recibida, como una contribución de señales individuales con distribución gaussiana. Figura 21.

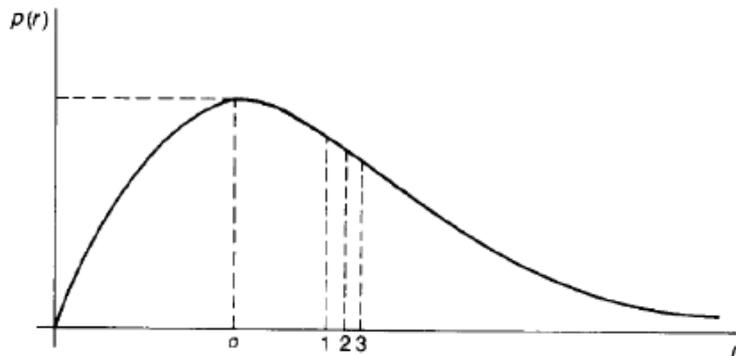


Figura 21. Distribución Rayleigh. [16]

Otra distribución utilizada es la Rice, una combinación de distribuciones de Rayleigh y Gauss. Para el análisis de sistemas MIMO, el conocimiento de las distribuciones de probabilidad de las componentes multicamino son de vital importancia al realizar simulaciones bajo condiciones específicas de señal y canal, al igual que las consideraciones estadísticas de todos los fenómenos relacionados.

[15]

3.2 Capacidad del canal MIMO

De acuerdo con la descripción de Shannon, la capacidad de un sistema SISO (Single Input - Single Output) con Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN) se expresa como:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (29)$$

donde W es el ancho de banda, P es la potencia media recibida, y N_0 es la densidad del espectro de potencia de ruido. Teniendo en cuenta los efectos de trayectos múltiples de los canales inalámbricos y suponiendo un ancho de banda de 1 Hz, la capacidad puede ser representada como:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N_0} |h|^2 \right) \quad (30)$$

donde h es la respuesta al impulso que satisface $E\{|h|^2\}=1$, y $E\{\bullet\}$ es la esperanza. La ecuación (30) revela que la capacidad del canal para el sistema SISO sólo aumenta logarítmicamente con el aumento de la potencia transmitida. Para una alta relación señal a ruido (SNR), un aumento de sólo 1 bps/Hz en la capacidad requiere un aumento de 3dB en la potencia transmitida.

En los sistemas MIMO, la señal transmitida en TX y la señal recibida en RX se define como:

$$\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_{M_T}]^T \quad (31)$$

$$\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_{M_R}]^T \quad (32)$$

donde \mathbf{S} es una secuencia de entrenamiento. La entrada-salida de un sistema de este tipo se describe como:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{n} \quad (33)$$

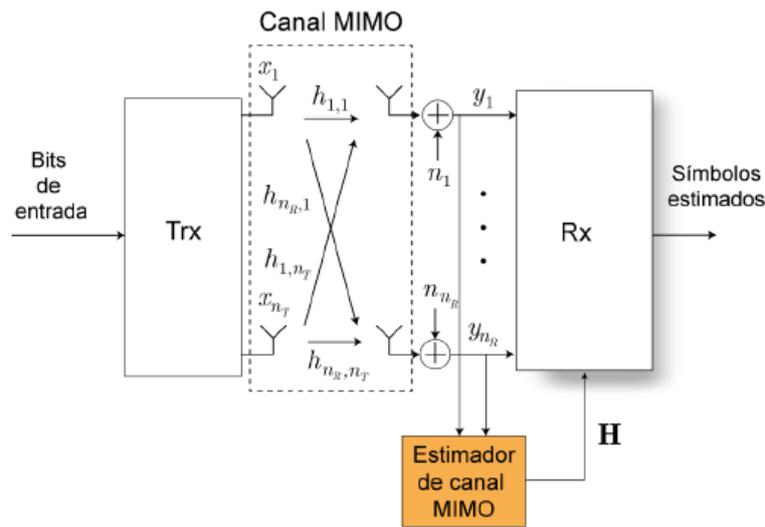


Figura 22. Entrada/Salida de un canal MIMO. [16]

En la ecuación (33), $\mathbf{n} \in \mathcal{C}^{M_R \times 1}$ es el vector de ruido AWGN en las antenas de recepción y \mathbf{H} es la matriz del canal expresada como:

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M_R} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M_R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_T1} & h_{M_T2} & \dots & h_{M_T M_R} \end{bmatrix} \quad (34)$$

donde h_{mn} es el coeficiente de transmisión complejo desde el elemento n en TX para el elemento m en RX.

Cuando el canal es desconocido para el transmisor, es decir, las señales son igualmente alimentadas con las antenas que transmiten, la capacidad del canal en el sistema de radio MIMO está dado por:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{P_T}{M_T N_0} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (35)$$

donde \mathbf{I}_{M_R} es una matriz identidad $M_R \times M_R$, y $(\bullet)^H$ denota la transpuesta Hermitiana. La ecuación. (35) revela que el uso de múltiples antenas en el transmisor y el receptor en un enlace inalámbrico abre múltiples canales de datos espaciales escalares entre el transmisor y el receptor. Se concluye que con canales independientes e idénticamente distribuidas (iid), un sistema MIMO puede proporcionar un $\min(M_T, M_R)$ veces la capacidad del canal en comparación con un canal SISO.

[18]

3.3 Diversidad

Llamamos diversidad a la transmisión de la señal a través de diferentes ramas independientes para obtener distintas réplicas de la señal. Existen diferentes tipos de diversidad: en tiempo, en frecuencia, en espacio o en polarización; y todas tienen como objetivo la protección contra el desvanecimiento de la señal.

Diversidad temporal

Se trata de la repetición de la misma señal tras retardos en el tiempo. Generalmente se consigue mediante codificación y entrelazado de los bits a enviar.

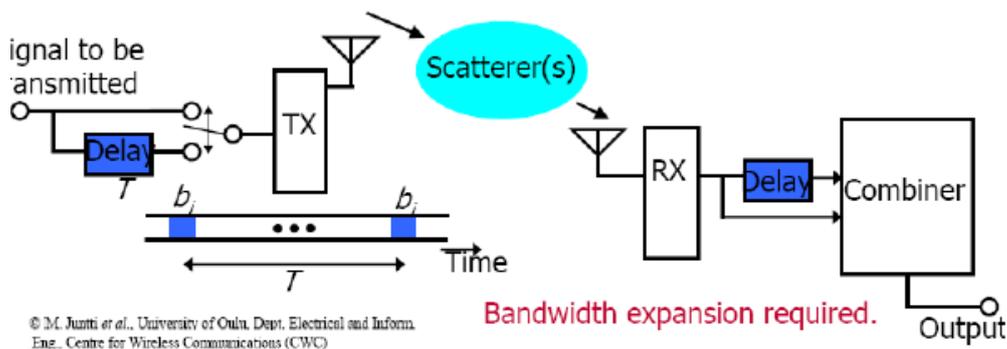


Figura 23. Sistema de diversidad temporal.

Diversidad frecuencial

la información se transmite en más de una portadora, de tal forma que señales con una separación de frecuencia mayor que determinado valor no experimenten el mismo desvanecimiento, siendo la separación en frecuencia necesaria para que los canales estén parcial o totalmente decorrelados una función del ancho de banda de coherencia del canal. Este valor puede corresponder a una fracción importante del ancho de banda total utilizado, y por lo tanto, esta técnica tiene la desventaja de necesitar generalmente un ancho de banda significativamente mayor, con un número igual de receptores que de canales de diversidad.

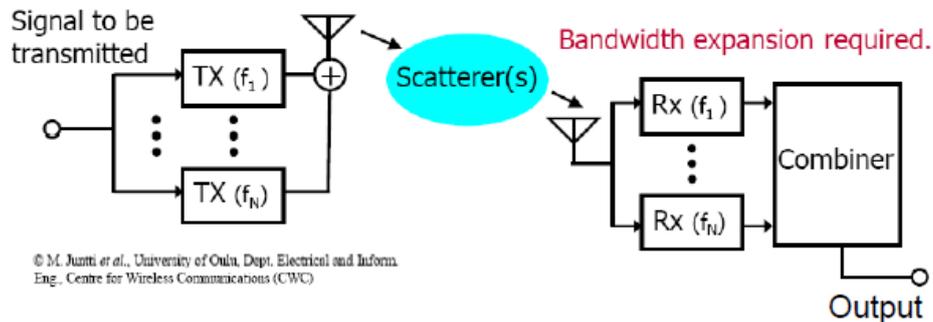


Figura 24. Sistema de diversidad frecuencial.

Diversidad de polarización

Esta es la forma más simple de diversidad. En este caso, dos antenas pueden tener la misma ganancia en una dirección dada, pero responder a polarizaciones ortogonales. En un terminal, dos o más antenas pueden ser orientadas y polarizadas de manera que tengan sustancialmente diferentes ganancias en la dirección de una señal entrante. A continuación, las señales recibidas en las dos antenas se pueden combinar de manera óptima en el DSP para mejorar el recibido C/I.

Diversidad espacial

Es la combinación de múltiples replicas independientes recogidas por diferentes antenas. Estas antenas deben estar incorreladas para mejorar las prestaciones.

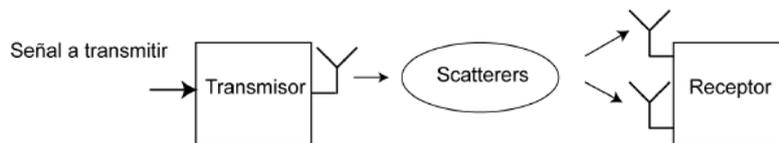


Figura 25. Sistema de diversidad espacial.

Con el uso de esta técnica se busca compensar los desvanecimientos profundos de la señal en uno de los caminos con la señal recibida por el otro camino. Para mejorar las prestaciones del sistema, es recomendable usar múltiples antenas en ambos extremos de la comunicación, teniendo así un sistema MIMO.

La combinación de las múltiples réplicas en recepción puede aplicarse a todos los dominios de diversidad (tiempo, frecuencia y espacio), y obtener ganancia de array (aumenta SNR) debido a que el ruido y/o las interferencias son independientes en cada antena y obtiene ganancia en diversidad por los diferentes desvanecimientos.

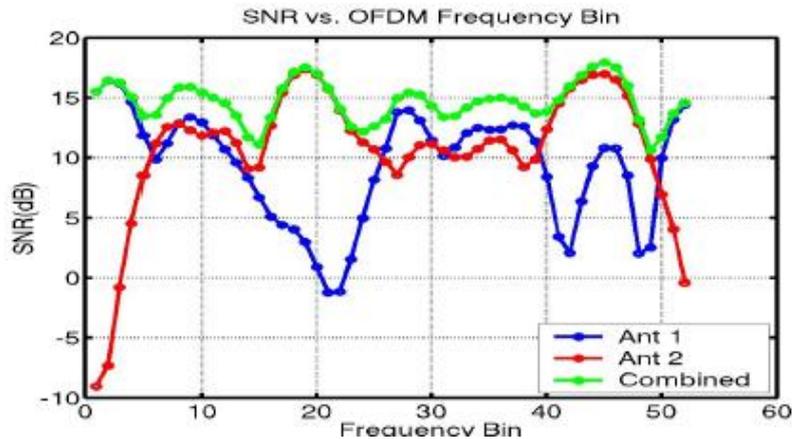


Figura 26. Ejemplo de diversidad espacial. La SNR mejora al combinar la señal de las dos antenas.

[16]

3.4 Multiplexación espacial

Conocemos como concepto básico de Multiplexación a la división (reparto) del flujo de datos a transmitir entre distintas ramas y transmisión por distintos canales independientes.

La idea de la Multiplexación espacial es la de usar múltiples antenas para enviar información diferente. Esto no aumenta el ancho de banda y requiere de detectores avanzados en el receptor para deshacer la mezcla de información que provocan los múltiples caminos (se necesita un número mayor o igual de antenas receptoras que transmisoras).

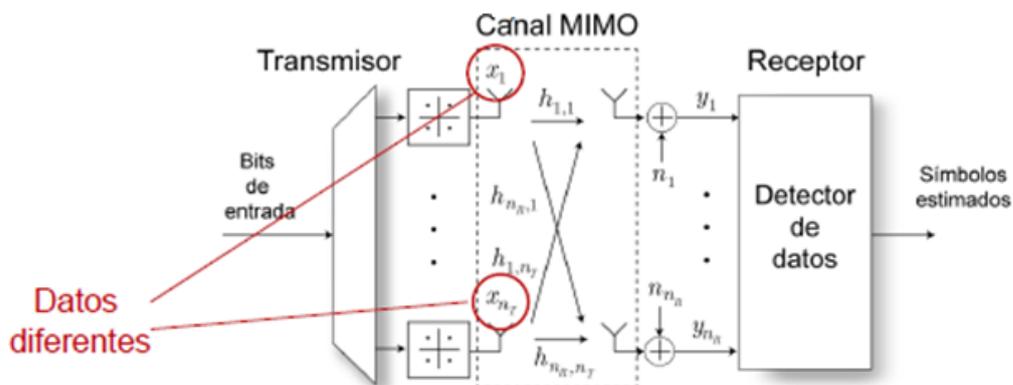


Figura 27. Sistema de Multiplexación espacial.

Para que los flujos de datos se puedan separar en el receptor, el desvanecimiento experimentado por los distintos caminos espaciales ha de ser (aproximadamente) independiente. La capacidad de los sistemas MIMO reales trabajando en multiplexación espacial aumenta con el número de antenas o, más específicamente, con el número de caminos espaciales independientes. La multiplexación espacial es la alternativa más común a la diversidad espacial.

[16]

4- Desarrollo de las antenas en los terminales móviles

La tecnología en los sistemas móviles han evolucionado desde los sistemas analógicos (1G) a los sistemas digitales (2G y sucesivas generaciones), teniendo a partir de la 3G transmisiones multimedia. Además de los sistemas de telefonía móvil celular, existen varios sistemas inalámbricos que han sido incluyendo en los terminales, como por ejemplo: el GPS (Global Position System), Wi-Fi multibanda (2.4 y 5 GHz), TV, radio FM, Bluetooth, NFC (comunicaciones de campo cercano), etc. Las frecuencias de funcionamiento utilizadas por estos sistemas van desde los kilohercios hasta los gigahercios, dependiendo del rendimiento del sistema, la complejidad, los medios de transmisión y de datos, y así sucesivamente. Los servicios de estos sistemas van desde distancias muy cortas a distancias intermedias, mientras que los sistemas de telefonía móvil proporcionan el servicio a nivel nacional. Varios sistemas de antena han sido desarrollados para estos sistemas móviles y, por consiguiente, la tecnología de la antena integrada en el terminal ha avanzado junto con el despliegue de estos sistemas.

Los principales retos para la antena del terminal móvil son: tener un tamaño pequeño, ser multibanda, y, a partir de la 4G, coexistencia con los sistemas MIMO. Ha habido dos grandes tendencias en el diseño de la antena: una de ellas es que las antenas para el terminal móvil tengan un tamaño pequeño, incorporado dentro del terminal y multibanda; otra es sobre los estándares y requisitos que necesitan cumplir las antenas de los terminales, dependiendo de la función y la complejidad del sistema, sus áreas de servicio, la calidad y la cantidad de datos a transmitir, ... Otra cuestión importante a considerar en el diseño de las antenas para un teléfono móvil es la reducción de los valores de la tasa de absorción (SAR), teniendo este que ser tan bajo como sea posible, especialmente cuando está en contacto con el cerebro humano. Además, en algunos países se requiere compatibilidad con los audífonos (HAC) para los teléfonos móviles, lo que también aumentará la complejidad del diseño de la antena, efectos de proximidad debido a los materiales cerca del elemento de antena tales como componentes de circuito, componentes acústicos, ... puede degradar el rendimiento de la antena. En los diseños modernos, el efecto de proximidad se trata haciendo que los materiales cercanos a la antena formen parte del radiador de esta.

[19]

4.1 Desarrollo en las anteriores generaciones

En este apartado veremos la evolución en las tecnologías que más repercusión han tenido en el desarrollo de las antenas de los terminales móviles, haciendo un recorrido desde el inicio de la 1G hasta el final de la 3G.

En los primeros días de las comunicaciones inalámbricas, entre los años 1950 y 1960 , el terminal, que se hacían de metal, fueron tratados simplemente como un plano de masa, porque las corrientes de radiación fluían en el. No se prestó mucha atención en el diseño de la antena, usando en el diseño simplemente un monopolo de un cuarto de longitud de onda. Figura 28. Más tarde, hubo un cambio en el tratamiento del terminal, ya que el flujo de las corrientes de radiación en el terminal se involucró en el diseño de la antena. En otras palabras, el diseño de la antena había avanzado hasta incluir el terminal como parte del sistema de la antena, lo que ayudo a reducir su tamaño hasta ser un monopolo de $1/50$ su longitud de onda y el terminal metálico era $1/250$ veces la longitud de onda.

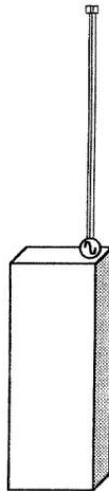


Figura 28. Modelo de un equipo equipado con un monopolo.

Más tarde, se analizó la dependencia del rendimiento de las dimensiones de la caja y el elemento antena, tanto teórica como experimentalmente. Los resultados llevaron a ver que las corrientes en el terminal, excitado por la de antena, pueden contribuir a campos de que no sólo son de polarización vertical, sino también de polarización horizontal, aunque esto depende de las dimensiones de la caja. El resultado más interesante fue cuando se observó que en el terminal no fluía casi corriente usándose una antena de media longitud de onda. Esto era ventajoso en la reducción de la influencia de la mano del usuario en el rendimiento de la antena, porque la variación de la impedancia o de la frecuencia debido al efecto de la mano puede ser pequeña como un resultado de una reducción de las corrientes en el terminal. Sin embargo, en la práctica un elemento de media longitud de onda que se alimenta entre el elemento y el terminal no se puede utilizar, debido a que la impedancia del punto de alimentación llega a ser muy alta. En lugar de ello, se empleó un monopolo con una longitud de $3/8$ o $5/8$ de longitud de onda, ya que tienen la impedancia de entrada apropiada para la adaptación a la carga, y, sin embargo, el flujo de corriente en el terminal es muy pequeño (figura 29).



Figura 29. Teléfono de la 1G con antena monopolo. [20]

[21]

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

A mediados de los años 90, debido a la demanda de aplicaciones multibanda y multiestadar, se empezó a desarrollar antenas multibanda. Uno de los diseños más populares fue la antena de doble banda helicoidal no uniforme propuesta por Z. Ying, en 1996 (Figura 30). Es una antena de banda dual para los para los teléfonos móviles en todo el mundo. La hélice es de $1/4$ la longitud de onda en la banda baja la cual funciona como un monopolo de un cuarto de onda, y tiene un ángulo de paso no uniforme para controlar la segunda banda de frecuencia de resonancia. Esta antena tiene una alta eficiencia y es muy económica de fabricar, lo que hizo que se usase en millones de terminales en todo el mundo.

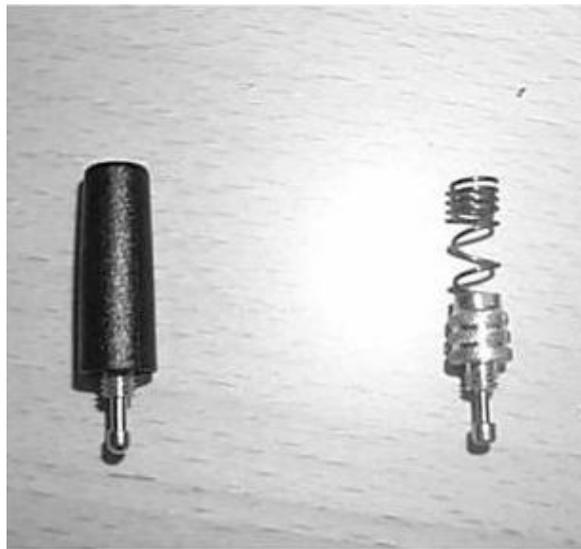


Figura 30. Antena multibanda desarrollada por Z. Ying en 1996.

Estas antenas no estaban integradas en los terminales, eran exteriores (Figura 31).



Figura 31. Móviles de la 2G con antena exterior. [22]

Pero a finales del 1990, se empezó a pensar en el desarrollo de la antena integrada dentro del terminal móvil, aumentando así la robustez del terminal y la cubierta de la antena móvil se pudo utilizar como una cavidad acústica para mejorar el audio. Los principales tipos de antenas que se empezaron a utilizar fueron las PIFA, antena monopolo doblado (o ramificado) y la antena de bucle.

[19]

4.1.1 Antenas PIFA

Consiste en un elemento rectangular radiante plano, un pin corto entre el elemento de la radiación y la superficie de la caja, y una línea de alimentación. La impedancia de entrada de estas antenas, incluyendo la carcasa de metal, se puede adaptar a la impedancia de los circuitos internos mediante la selección de una distancia apropiada entre el punto de alimentación del elemento de radiación y el pin corto. La antena PIFA se coloca encerrada dentro de una caja exterior de plástico usado para las unidades de radio portátiles. El patrón de radiación de esta antena es aproximadamente omnidireccional.

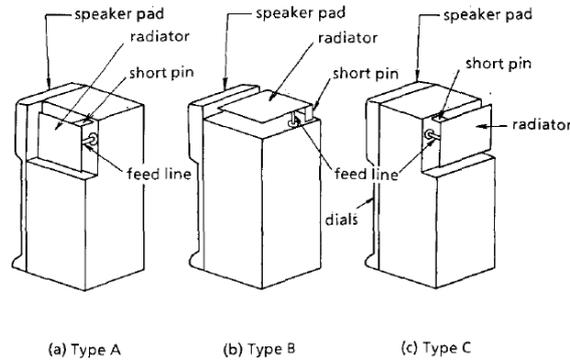


Fig. 2. Antenna configuration using PIFA's for portable radio units.

Figura 32. Diversas posiciones de una antena PIFA en un terminal.

[23]

En 1997, se propuso por primera vez una PIFA compuesta por dos parches separados de diferentes tamaños para lograr un rendimiento de doble banda con la idea de una sola alimentación: primero se probó una antena PIFA de doble banda en F invertida para funcionar a 0,9 y 1,76GHz mediante el uso de dos puertos de entrada montada en uno de los laterales del teléfono. La antena de banda dual tiene casi el mismo tamaño que una antena plana convencional-F invertida que funciona a 0,9 GHz. Los anchos de banda de la antena para $VSWR \leq 2$ son 63 MHz a 0,9 GHz y 110 MHz a 1,76 GHz, que está cerca de las requeridas para los sistemas GSM y DCS 1800. El acoplamiento mutuo entre los dos elementos radiantes son de menos de -17 dB a ambas frecuencias de resonancia. Los diagramas de radiación de la antena de doble banda son aproximadamente omnidireccional en ambas frecuencias de resonancia.

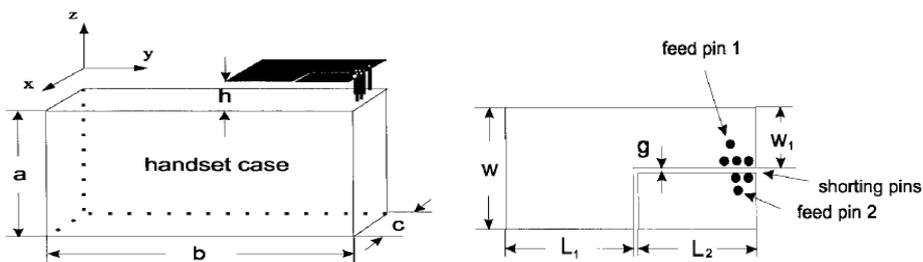


Figura 33. Antena PIFA en el terminal y vista desde arriba. $L_1=29mm$, $L_2=23mm$, $W=30mm$, $W_1=14.5mm$.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

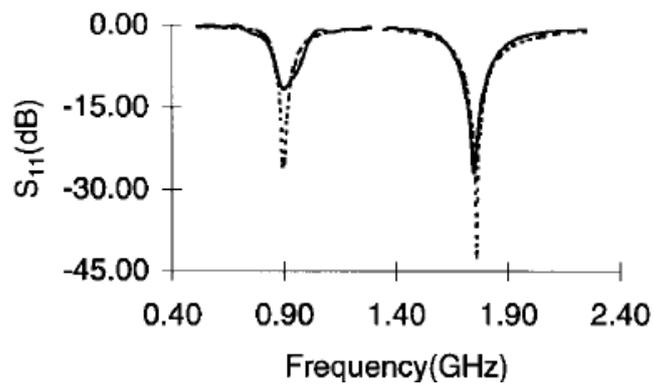


Figura 34. Medida de las pérdidas de retorno: __ simulada, medida.

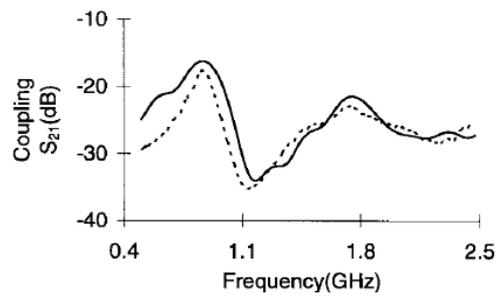


Figura 35. Acoplamiento entre las dos antenas: __ simulado, medido.

El estudio también muestra que la antena de doble banda puede operar con una sola alimentación, teniendo resonancia en las dos bandas.

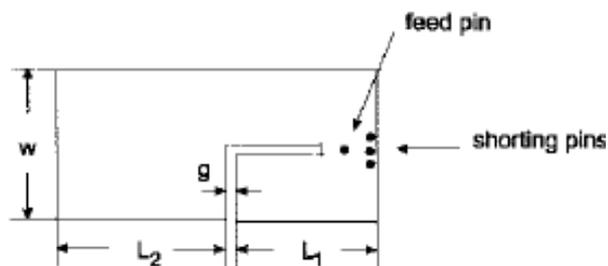


Figura 36. Geometría de la antena con una alimentación.

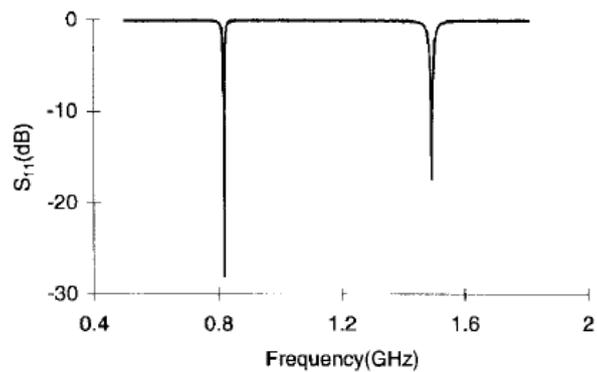


Figura 37. Medida de las pérdidas de retorno medidas.

[24]

Entre 1997 y 1999, varias antenas de doble banda PIFA basadas en un parche de corte de ranura fueron desarrolladas para hacer frente a la aplicación multibanda. El ancho de banda de la antena depende del tamaño de esta y del tamaño del plano de masa. Las medidas para un ancho de banda máximo son: de 120 mm para la banda de los 900MHz y de 80 o 140 mm la longitud de la PCB para las frecuencias de 1800MHz. Algunos diseños de corte de ranura se muestran en la figura 38. Una PIFA con una ranura tiene doble resonancia, que se utiliza principalmente en aplicaciones de doble banda (a). La PIFA con dos ranuras (una ranura está entre el punto de alimentación y el de puesta a masa) pueden tener una resonancia adicional en la banda alta (b). Una PIFA con un elemento parásito puede tener un resonancia extra en la banda alta (c). Estas tres antenas fueron soluciones muy populares. El teléfono multibanda compacto de la figura 39 fue equipado con el diseño de la antena interna en la figura 38 (c).

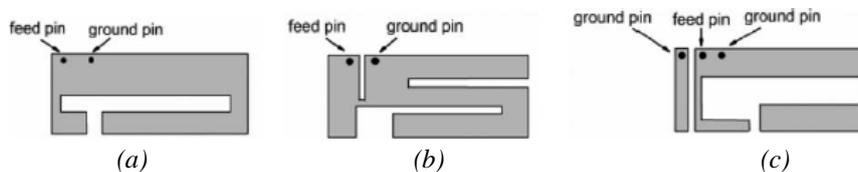


Figura 38. Resumen de PIFAs de corte de ranura. (a) Una PIFA con una. (b) PIFA con dos ranuras (una ranura está entre el punto de alimentación y el de puesta a masa). (c) Un PIFA con.



Fig. 2. A small handset with an internal multiband PIFA in 2000.

Figura 39. Terminal del año 2000 con antena PIFA multibanda

Otro ejemplos:

- En la figura 40 tenemos una antena PIFA de ranura donde su brazo largo corresponde a la banda de los 900MHz y el corto a la de los 1800MHz. La parte pequeña a la izquierda puede proporcionar otra banda alta.

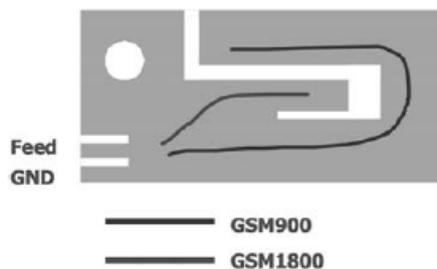


Figura 40. Antena PIFA de ranura.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

- En la figura 41 vemos una antena PIFA tri-banda con una ranura entre la alimentación y las patillas de tierra para crear una resonancia adicional con el fin de mejorar el ancho de banda en bandas altas.

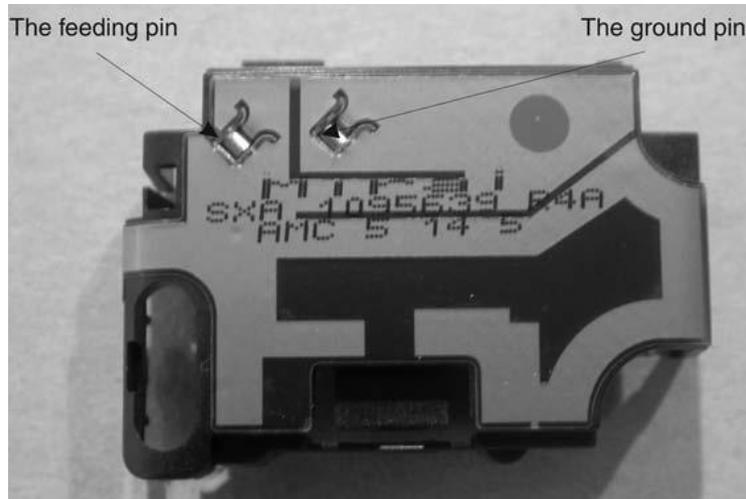


Figura 41. Antena PIFA tri-banda.

- En la figura 42 podemos ver una antena PIFA tri-banda con un elemento parásito para mejorar el ancho de banda en bandas altas. El diseño fue propuesto por Z. Ying y A. Dalhstorn en 2000 y ha sido aplicado en muchos terminales móviles de gama alta. Una antena Bluetooth 2.4-GHz está integrada en el mismo modulo de la antena. El aislamiento es mejor que 15 dB.

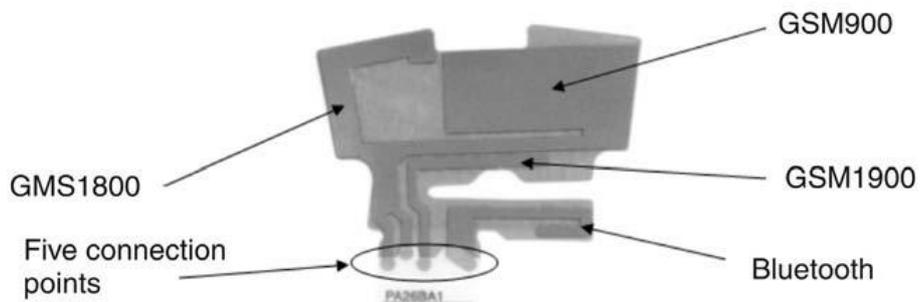


Figura 42. Antena PIFA tri-banda con elemento parásito.

[25]

4.1.2 Antena monopolo doblado/ramificado

La antena monopolo ramificado se puede construir con un perfil muy bajo, por lo que es posible diseñarla para que sea integrada en la carcasa de un terminal móvil. El diseño de la antena es similar a las antenas monopolo externas: la antena tiene generalmente una rama larga para sintonizar la banda baja y una rama corta para sintonizar la banda alta. Cuando el chasis del teléfono es menor que un cuarto de longitud de onda, se reducirá el

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

ancho de banda. La figura 43 muestra el ancho de banda de una antena monopolo interna de $15 \times 7 \times 40$ mm en diferentes tamaños de PCB, que muestra que el ancho de banda del monopolo es mucho más grande que una antena PIFA.

El monopolo puede ser capacitivamente acoplado o adaptado a la caja de terminales para excitar el modo de chasis para ganar algo de ancho de banda adicional cuando la longitud del chasis es mayor que un cuarto de longitud de onda.

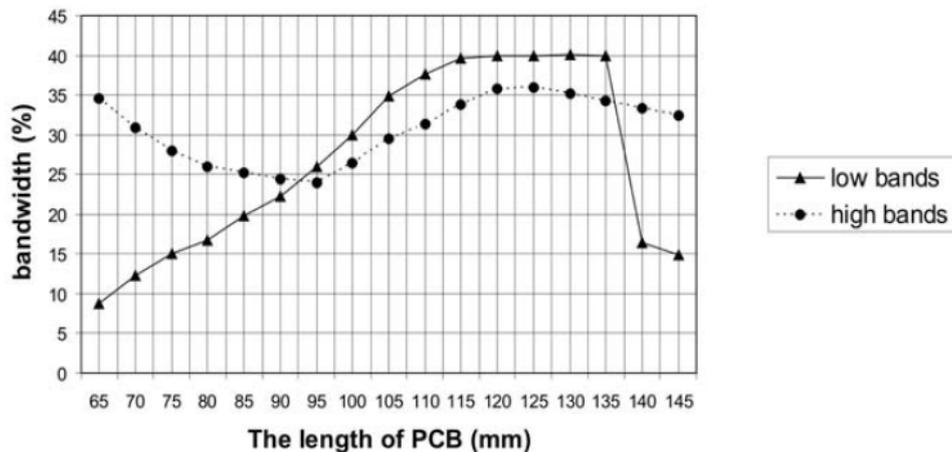


Figura 43. El ancho de banda de la antena monopolo interna de 15mm de altura varia con el tamaño del plano de masa; es mejor ancho de banda que una PIFA cuando esta cerca de 120mm debido a la contribución de los modos resonantes del chasis

[25]

Ejemplos de monopolos ramificados:

- En la figura 44 tenemos un monopolo plano ramificado con tamaño 12×25 mm para teléfonos duales GSM/DCS y su ancho de banda a -10dB.

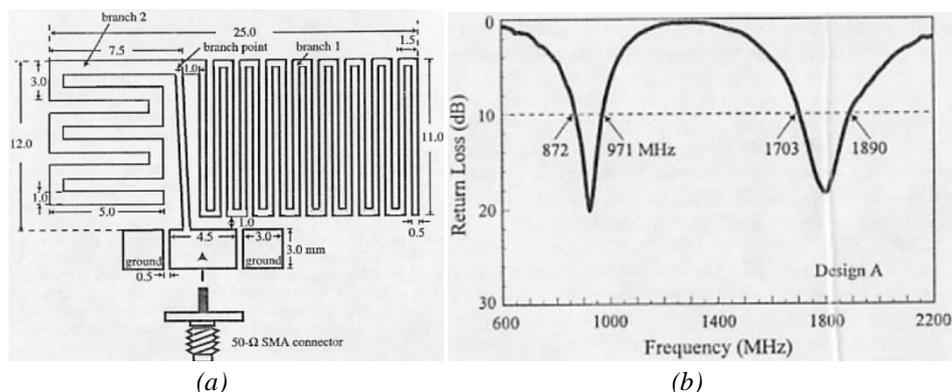


Figura 44. (a) Geometría de un monopolo plano ramificado. (b) Pérdidas de retorno de dicha antena.

- En la figura 45 tenemos un monopolo ramificado tri-banda para GSM/DCS/PCS, tanto en estructura tridimensional como plana. En la figura 46 tenemos sus respectivas medidas de retorno tanto medidas como simuladas.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

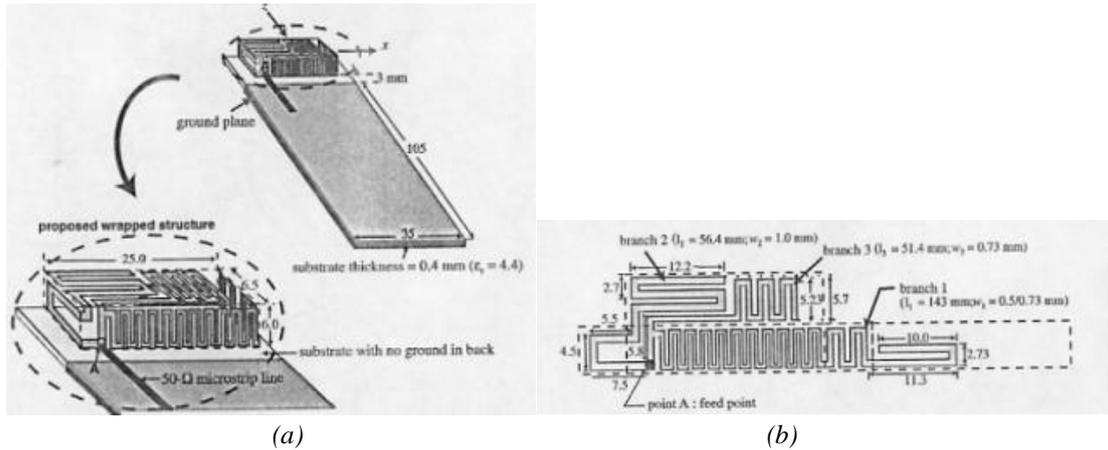


Figura 45. (a) Monopolo ramificado tri-banda. (b) El monopolo en una estructura plana.

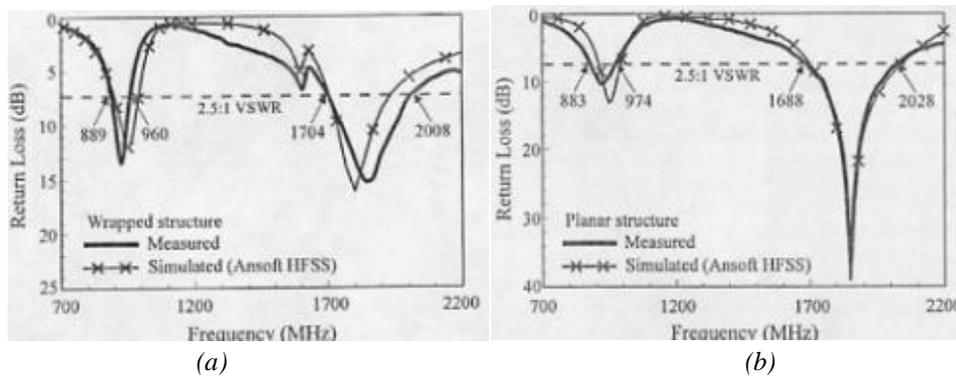


Figura 46. (a) Pérdidas de retorno de la antenna figura 45 (a). (b) Pérdidas de retorno de la antenna figura 45 (b).

[26]

- En la Figura 47 vemos un monopolo ramificado con un elemento parásito diseñado por Z. Ying y J. Andersson. La rama larga está diseñada para las bandas bajas y la rama corta y el elemento parásito son para las bandas altas. El ancho de banda de la antenna depende de la altura de la antenna y la longitud del plano de tierra. Si la altura de la antenna y la PCB tienen buen tamaño, la antenna tiene un buen ancho de banda cuando el modo de antenna se combina con el modo de chasis.

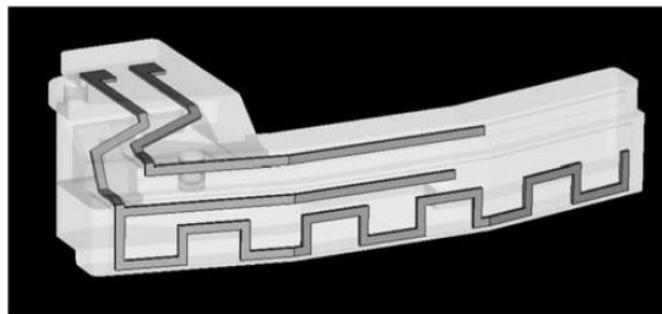


Figura 47. Monopolo ramificado con parasito.

Cuando la altura del monopolo es demasiado baja, la antena pasa a ser capacitiva, y se necesita un conector a masa adicional para formar un lazo a juego, y la antena se convierte en una rama IFA o nonground plane PIFA (PIFA sin plano de masa). El monopolo IFA se puede diseñar con espesor muy pequeño, por lo que se convirtió en una solución de antena muy popular para los teléfonos móviles slim.

La figura 48 muestra una antena IFA multibanda que fue propuesta por K. Ishimiya. El lazo entre la alimentación y la tierra se puede ajustar a una segunda resonancia en la banda alta; el brazo largo se puede ajustar para la banda baja. El brazo corto se sintoniza en la banda alta. El diseño optimizado tiene un muy buen ancho de banda tanto en la banda baja y alta.

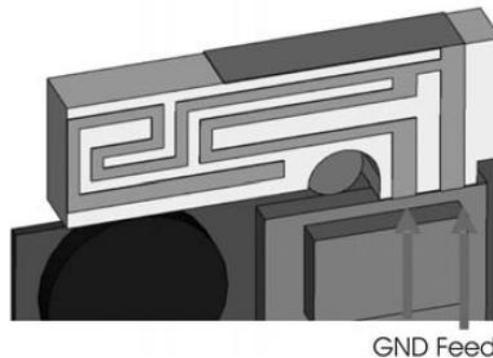


Figura 48. Antena IFA que incluye una estructura ramificada y un bucle creada por K. Ishimiya. La antena tiene el brazo largo resonante a la banda baja, y la rama corta y lazo tiene dos resonancias en la banda alta.

[25]

4.1.3 Antena de bucle

Es una antena la cual se coloca en el plano de tierra de tal manera que la corriente de la fuente está en paralelo con el plano de tierra. Con esta estructura, el campo EM producido en frente del plano de tierra se duplica por el campo adicional debido a la imagen de la fuente de corriente. Como resultado, la ganancia de la antena es el doble, en comparación con un sistema de antena en el espacio libre. Las corrientes en el plano de tierra, que se generan por el elemento de antena, se pueden reducir, de manera que el efecto del cuerpo humano puede ser mitigado. Este tipo de antenas se utilizan por lo general en la parte inferior del auricular para tener menos pérdida de carga y el riesgo de alta SAR.

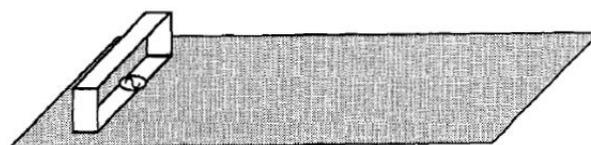


Figura 49. Antena de bucle para un terminal.

Una antena de bucle (por lo general uno de los extremos es el de alimentación y otro extremo está conectado a masa) tiene una característica multibanda debido a la traza bucle. Podría ser diseñada tanto con los dos extremos a masa o con ningún extremo a masa. Las resonancias de la banda alta podrían fusionarse para ser capaz de cubrir un amplio rango de frecuencia. Debido al acoplamiento entre diferentes secciones del bucle, este tipo de antenas tiene un mejor ancho de banda que la PIFA y posiblemente menos efectos por mano. Por todo ello, se convierte en un muy diseño útil en aplicaciones para teléfonos móviles. [21]

Por ejemplo, un bucle doblado de este ejemplo consta de dos tiras con diferentes anchuras (figura 50). El elemento de la banda plegada forma una delgada espira rectangular que se considera como un dipolo plegado. La longitud del bucle es de aproximadamente $1/2\lambda$ que corresponde de manera equivalente a un dipolo plegado de media onda y, al mismo tiempo para un bucle de una sola longitud de onda. Mediante el uso de la transmisión de dos hilos, el componente de la reactancia de la impedancia de la antena se puede ajustar de forma flexible mediante la selección de la longitud y la anchura de las tiras y la distancia de las dos tiras.

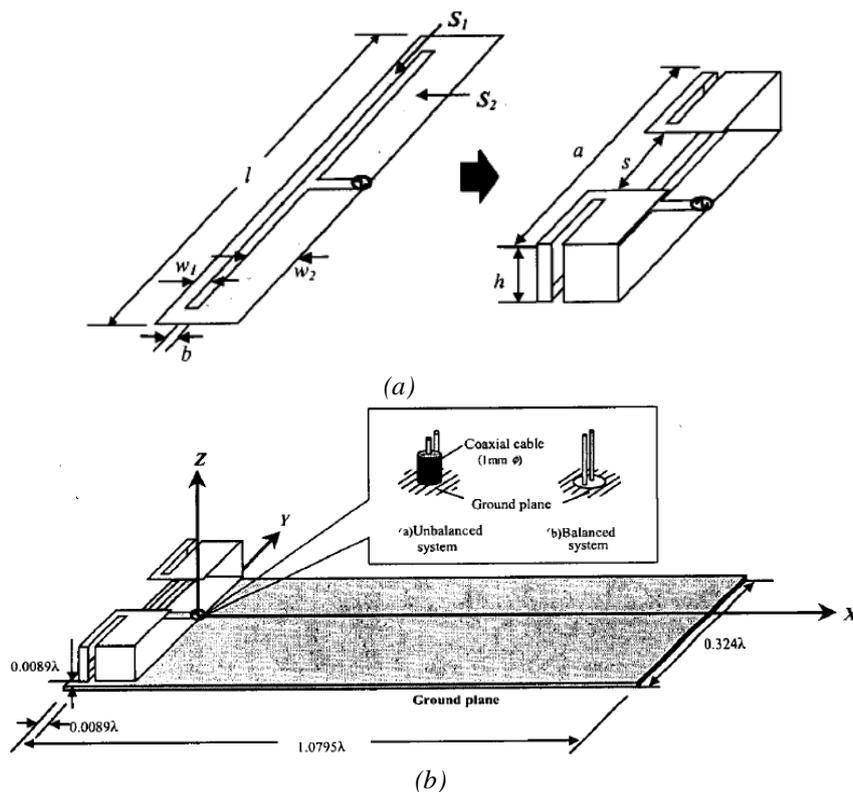


Figura 50. (a) Diseño de la antena bucle. (b) Mismo diseño pero en un plano de masa que simula el terminal.

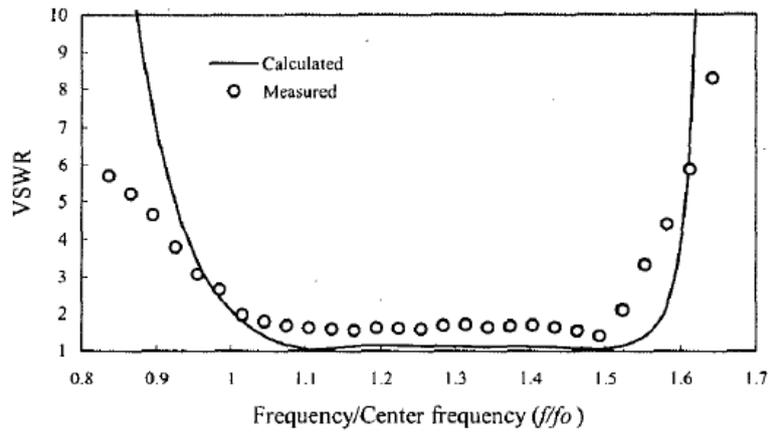


Figura 51. VSWR vs frecuencia. $f_0=2680\text{MHz}$.

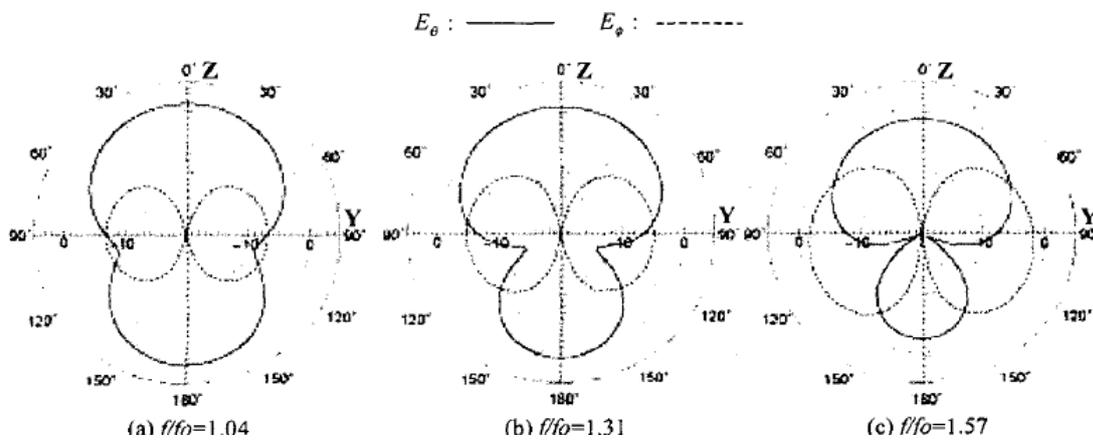


Figura 52. Patrones de radiación de la antena.

[27]

4.1.4 Mejoras en el ancho de banda de la antena

La antena PIFA convencional es eléctricamente equivalente a un circuito LC fijo. El ancho de banda se determina principalmente por el espesor de la antena y el área de superficie del parche (es decir, el volumen de la antena). Poco después, se descubrió que se podía mejorar el ancho de banda de una antena de parche mediante introducción de una alimentación de acoplamiento capacitivo distribuido (c-fed) en la antena. La función de resonancia dual se encuentra tanto en la banda baja y la banda alta mediante la combinación de la alimentación elemento resonancia y las resonancias de elemento pasivo y el chasis [19]. Para cumplir con el requisito del sistema mundial de tener cuatro bandas GSM y cinco bandas WCDMA, una denominada pentabanda (824-894, 880-960, 1.710-1.880, 1.850-1.990, 1.920-2.170 MHz) en 2001 por Z. Ying y A. Dahlstorm propusieron una antena basada en el c-fed y más tarde optimizado por F. Núñez Calvo (Figura 53). En sus diseños, la característica de resonancia dual se encuentra tanto en la banda baja y la banda alta combinando el elemento activo de resonancia y elemento pasivo de resonancia. La antena no tiene un bucle de juego como

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

en un PIFA antenna común, el parche superior está alimentado por un parche de capa inferior en el que están acoplados el uno al otro.

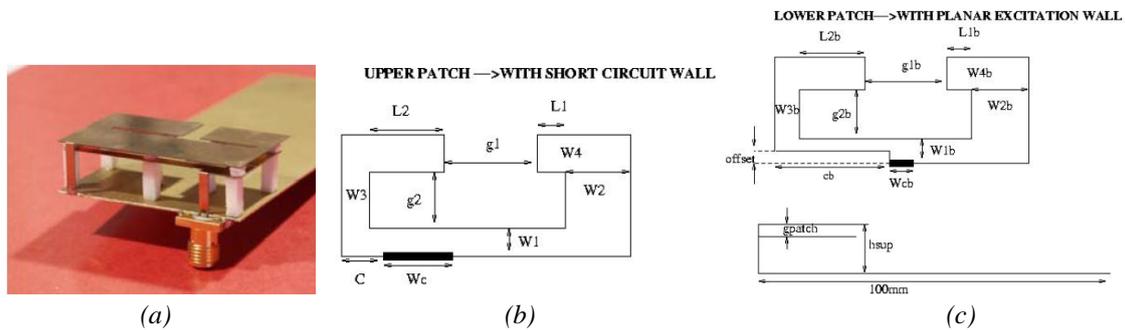


Figura 53. (a) Antena basada en c-fed. (b) Parche superior. (c) Parche inferior y de perfil.

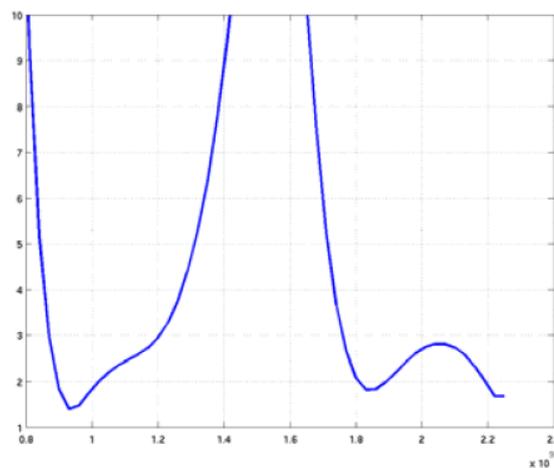


Figura 54. VSWR de la antena c-fed.

[28]

En 2004 , D. Iellici , SP Kingsley , y sus colaboradores propusieron la alimentación de la antena mediante una carga capacitiva de tipo dieléctrico; la alimentación capacitiva se realizó con una pequeña pastilla dieléctrica bajo el parche, como se muestra en la figura 55. Mediante la optimización de varios parámetros, la antena tiene un tamaño pequeño y gran ancho de banda. La complejidad de fabricación y el costo de tales antenas son más altas que la de un PIFA convencional .



Figura 55. Antena alimentada mediante una carga capacitiva de tipo dieléctrico.

[25]

En 2009 aparece la antena "metamaterial", creada con materiales que están diseñados específicamente para tener características que no se dan de forma natural, tales como la capacidad de curvar la luz en la dirección equivocada. Para los fabricantes de dispositivos móviles, los recientes avances en metamateriales prometen una manera de reducir el tamaño al tiempo que conservar la funcionalidad multibanda. El primer teléfono móvil en incorporar una antena fabricada con metamateriales fue el Chocolate BL40 de LG Electronics (figura 56), permitiendo reducir el tamaño del teléfono. Estas antenas de metamateriales pueden tener el tamaño de una décima parte la longitud de onda, ofreciendo un rendimiento a la par o mejor que las antenas convencionales.



Figura 56. Teléfono con antena metamaterial Chocolate BL40 de LG Electronics.

[29]

4.2 Antenas móviles de última generación

En los últimos años, se han desplegado en todo el mundo sistemas móviles HSPA (3.5G) y LTE (4G) para apoyar la comunicación de datos de alta velocidad en el sistema celular. Para ello se han usado las técnicas de diseño del MIMO y diversidad para las antenas de este tipo de terminales.

4.2.1 Parámetros importantes

Para ser capaz de caracterizar el rendimiento de una antena MIMO en un entorno móvil, se utilizan algunos parámetros como:

- La ganancia media efectiva (MEG)
- El coeficiente de correlación: entre dos antenas es una medida de cómo las antenas son de independientes entre sí, y se expresa como un único valor ρ que van de 0 a 1, donde 0 indica que las antenas están decorreladas.

Estos parámetros pueden ser calculados a partir de los patrones de radiación de las antenas en campo lejano complejo 3-D.

- La capacidad, de acuerdo con la teoría de capacidad de Shannon, es linealmente proporcional a la relación de señal a ruido (SNR) para los casos de baja SNR y logarítmicamente proporcional a la SNR para casos de alto SNR. Así que para una señal más débil y un caso de fuerte desvanecimiento, se utiliza por lo general el esquema de diversidad.
 - La eficacia de la diversidad por lo general se presenta en términos de la ganancia por diversidad (DG). El DG se puede definir como la mejora en SNR promediada en el tiempo de una señal combinada a partir de un sistema de antena con diversidad, en relación con la SNR de una sola antena en el sistema, preferiblemente la mejor. Esta definición está condicionada por la probabilidad de que la SNR esté por encima de un nivel de referencia. La ganancia de diversidad eficaz (EDG) se define para incluir el total de la eficiencia de la antena:

$$EDG = \eta_{ant} \times DG$$

donde η_{ant} es la eficiencia de la mejor antena, incluyendo las pérdidas por reflexión, las pérdidas óhmicas y las pérdidas de acoplamiento mutuo.

Para una buena señal y fuertes casos de desvanecimientos, se suele aplicar MIMO. La capacidad de MIMO es ampliamente aceptada en el dominio de la comunicación para caracterizar el rendimiento de los sistemas MIMO, aunque no está definida de forma exclusiva. Por ejemplo, la capacidad (en bits por segundo por hertz) se calcula en base a un valor SNR de referencia (por ejemplo, 10 y 20 dB). La falta de valores de referencia universales para el nivel de probabilidad de interrupción y SNR complica el uso de estas métricas para la comparación entre diferentes antenas MIMO.

Recientemente, se ha definido la eficiencia de multiplexación para antenas MIMO de M-elementos dada como la SNR requerida por el ideal MxM independiente e idénticamente distribuido (iid) en el caso de Rayleigh para lograr una capacidad ergódica menos la SNR requerida para lograr la misma capacidad ergódica para la antena MIMO bajo prueba. Para el caso de alta SNR, la eficiencia de multiplexación reduce a la forma cerrada

$$\eta_{mux} = \left(\prod_{i=1}^M \eta_i \right)^{\frac{1}{M}} \det(\mathbf{R}) = \overline{\eta_g} \det(\mathbf{R}) \quad (36)$$

donde $\overline{\eta_g}$ es la media geométrica de las eficiencias de las antenas, η_i es la eficiencia total de la de la antena i -ésima, \mathbf{R} tiene los valores diagonales de 1 y $[\mathbf{R}]_{ij}$ es la correlación compleja entre los patrones de radiación 3-D de las antenas i y j . Resulta que, para las antenas de dos elementos, esta métrica se ha encontrado para converger en un valor SNR relativamente modesto de 20 dB para el caso iid. Se observa en (36) que η_{mux} consiste en la media geométrica de la eficiencia de la antena, así como la pérdida de eficiencia debido a la correlación entre las antenas. En el caso MIMO 2x2 antenas, la eficiencia de multiplexación podría ser simplemente expresada como

$$\eta_{mux} = \sqrt{\eta_1 \eta_2 (1 - \rho_e)} \quad (37)$$

donde η_1 y η_2 son las eficiencias totales de las antenas 1 y 2, incluyendo pérdidas por reflexión, pérdidas óhmicas y las pérdidas de acoplamiento mutuo; y ρ_e es la correlación envolvente entre las antenas 1 y 2. De la ecuación, se encontró que la ganancia MIMO depende principalmente de la eficiencia total de la antena de los elementos de antena cuando la ρ_e de los elementos de antena es inferior a 0,5, y la correlación tiene un impacto significativo sobre la ganancia de MIMO cuando la correlación es alta.

[19]

4.2.2 Desacoplamiento y decorrelación de antenas MIMO

Para llevar a cabo una buena antena MIMO compacta, el sistema de antenas necesita de pequeñas pérdidas de acoplamiento y una baja correlación de acuerdo a (37). Se han propuesto varios métodos diferentes para reducir el acoplamiento y el patrón de correlación entre las antenas. El método de desacoplamiento más eficaz es el diseño de la antena de modo ortogonal, por ejemplo, la DRA de tres puertos:[19]

- Una antena de resonador dieléctrico (DRA) es una antena de radio utilizada sobre todo en frecuencias de microondas y superior, que consta de un bloque de material cerámico que será el resonador dieléctrico, que puede ser de diversas formas, montado en una superficie de metal, un plano de tierra. Las ondas de radio se introducen en el interior del material del resonador del circuito transmisor y rebotan hacia atrás y adelante entre las paredes del resonador. Las paredes del resonador son parcialmente transparentes a las ondas de radio, permitiendo así que la potencia de radio irradie en el espacio. Una ventaja de las DRA es que carecen de piezas de metal, que a frecuencias altas tienen pérdidas y disipación de energía. Así que estas antenas pueden tener menores pérdidas y ser más eficientes que las antenas de metal a alta frecuencias de microondas y ondas milimétricas. Las DRA ofrecen las siguientes atractivos:
 - Las dimensiones de una DRA son del orden de $\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre y ϵ_r es la constante dieléctrica del material del resonador. Por lo tanto, para la misma frecuencia se obtiene una reducción en el tamaño comparado con las antenas microstrip. Además, se pueden utilizar distintos valores de ϵ_r (suelen ir desde 10 a 100), permitiendo de esta forma controlar tanto el tamaño como el ancho de banda de la antena.

- En los resonadores dieléctricos no existen pérdidas inherentes al conductor. Esto permite fabricar antenas con una alta eficiencia de radiación.
- Comparadas con las antenas microstrip, las DRAs pueden tener un ancho de banda mucho más amplio. Esto es debido a que las antenas microstrip radian únicamente a través de dos estrechas ranuras mientras que las DRAs radian a través de toda la superficie de la antena excepto por el plano de masa. Además el ancho de banda de operación de una DRA se puede modificar eligiendo correctamente la constante dieléctrica del material y sus dimensiones.
- Las DRAs tienen una alta estabilidad en la temperatura gracias a los materiales cerámicos que permiten a la antena operar en un mayor rango de temperaturas. [30]

Cuando aplicamos una antena de resonador dieléctrico (DRA) en un sistema MIMO y la usamos para la transmisión de dos o más señales que utilizan la misma frecuencia, a menudo se produce un alto acoplamiento entre las diferentes señales de antena. La ocurrencia del acoplamiento puede degradar seriamente el rendimiento de una antena de este tipo. Por lo tanto, sería beneficioso proporcionar una DRA que se puede utilizar para transmitir y recibir simultáneamente más de una señal a la misma frecuencia. La antena DRA de tres puertos se muestra en la Figura 57. Se compone de una antena de tipo monopolo y dos antenas del tipo parche en la DRA. Los parámetros de DRA son: altura = anchura = 18 mm; dieléctrica ϵ_r constante = 21, $\tan \delta = 0.0001352$. Los elementos de antena están pintados de plata sobre material dieléctrico. Cada antena está optimizado para cubrir los 2,4 GHz Wireless LAN. El diámetro de la antena (puerto 1) es de 2 mm y la altura es de 10,5 mm, el de las otras dos antenas (puerto 2 y 3) son 4x7 mm. El plano de tierra es 80 x 80 x 1 mm.

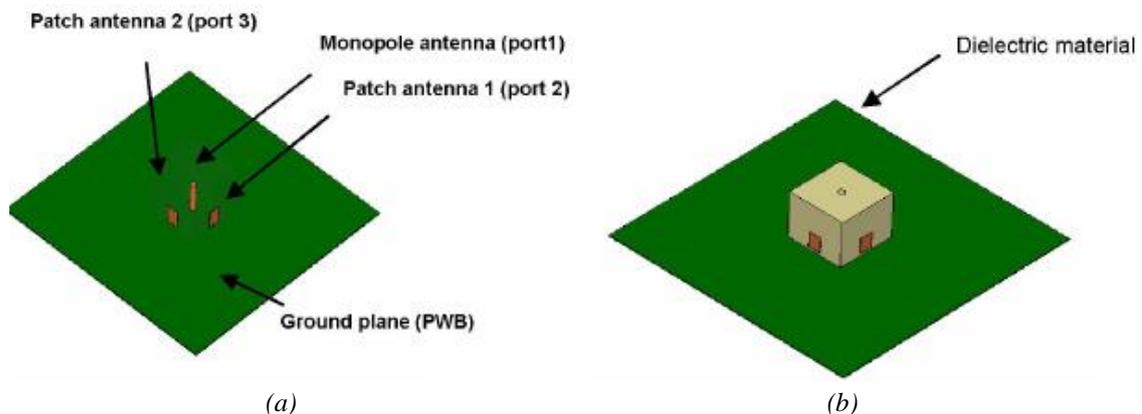


Figura 57. (a) Antena con las 3 antenas sobre la PCB (sin el dieléctrico). (b) Antena con el dieléctrico.

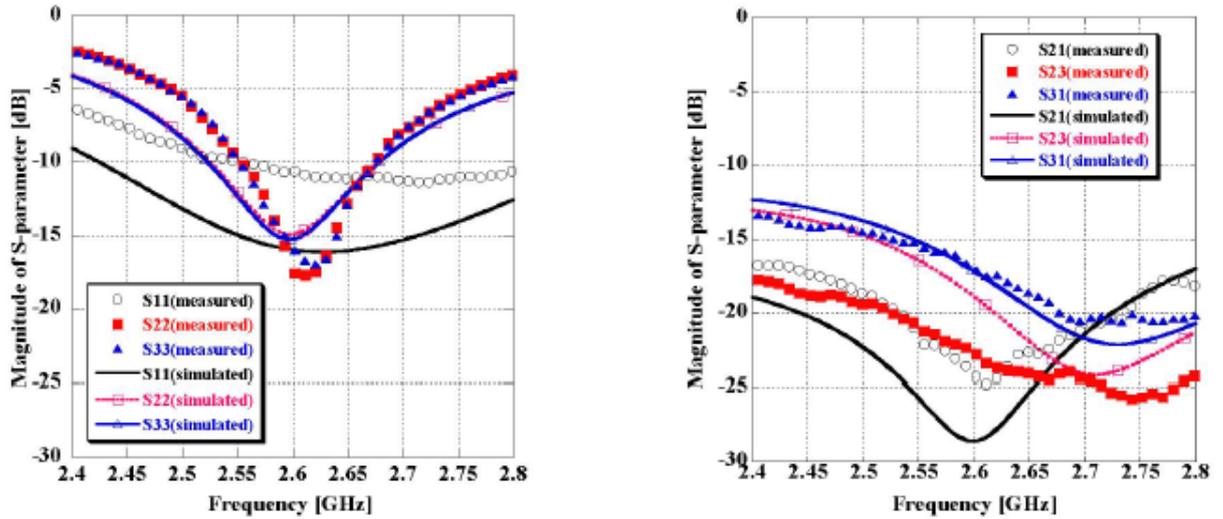


Figura 58. Simulación de los parámetros s de la DRA de tres puertos.

La figura 59 muestra el resumen de las pruebas de ganancia por diversidad realizadas entre las diferentes antenas:

Antena	DG
Monopolo (puerto 1) Parche (puerto 2)	9.3 dB
Monopolo (puerto 1) Parche (puerto 3)	9.6 dB
Parche (puerto 3) Parche (puerto 3)	9.9 dB

Figura 59. Pruebas de ganancia por diversidad entre las diferentes antenas.

[31]

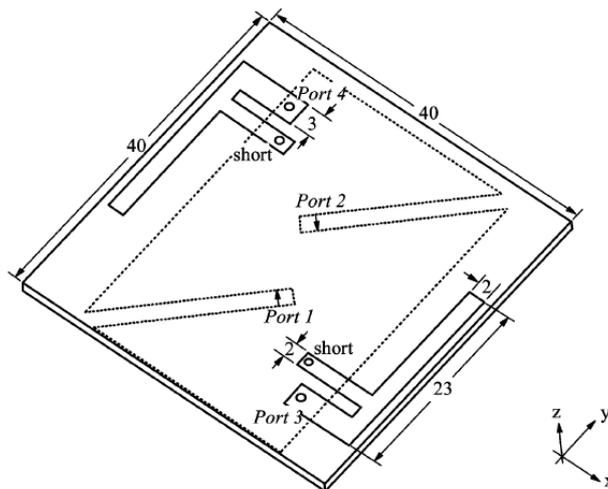
El modo ortogonal también podría ser realizado mediante la combinación del dipolo eléctrico y el dipolo magnético tal como bucle o antenas de ranura, como por ejemplo:

- Una antena de cuatro puertos compacta, que consiste en una PCB de 2 caras. La capa metálica superior contiene un par de antenas impresas F y la capa metálica posterior contiene un par de antenas de ranura de longitud cuarto de onda. En la figura 60, las dos antenas impresas F se muestran en la capa superior de una PCB 40x40 mm FR4 con un plano de tierra rectangular debajo. En la parte trasera de la PCB, un par de ranuras está grabada en diagonal. Las ranuras de la parte posterior del PCB tienen dos funciones diferentes:
 - La primera es ayudar a aumentar el aislamiento entre las dos antenas F impresas opuestas. El par de ranuras están pensadas para aumentar la separación de longitud de onda entre las antenas impresas F.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

- La segunda función de las ranuras de longitud de cuarto de onda es su uso como antenas. Cuando se excitan las antenas impresas F, los bordes del plano de tierra al lado de las antenas también se excitan. Por lo tanto, no es deseable tener cuatro antenas impresas F situadas en cada borde de un plano de tierra, como sus corrientes de superficie se mezclarían en las esquinas, y esto reducirá el aislamiento entre los elementos.

En la Figura 61, vemos la simulación de la antena, donde vemos que el aislamiento entre las antenas se puede mantener por debajo de -12 dB, excepto para el peor caso, S_{31} , pero no supera los -8.5 dB.



Figuras 60. Antena compuesta por dos antenas F y dos de ranura.

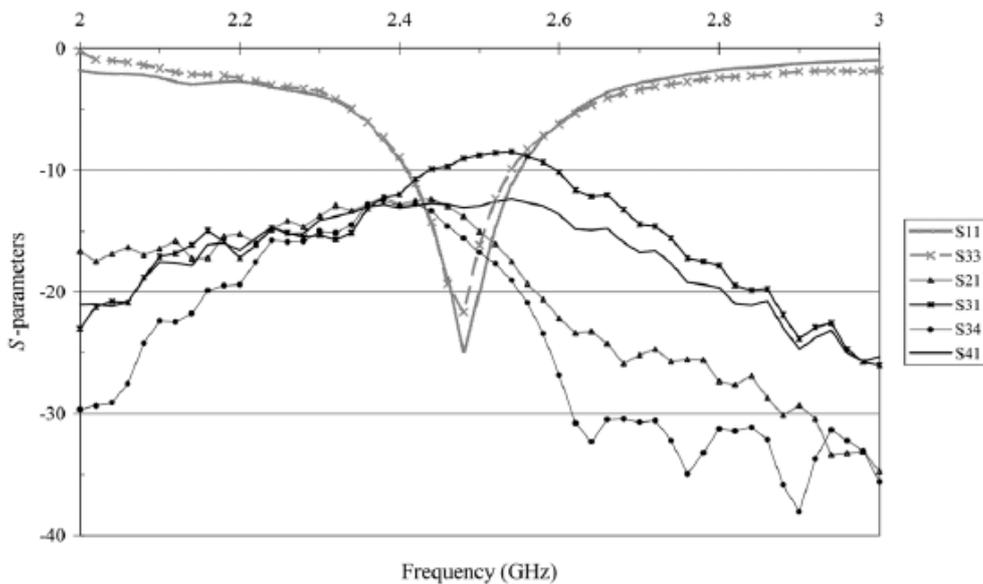


Figura 61. Parámetros s de la antena.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

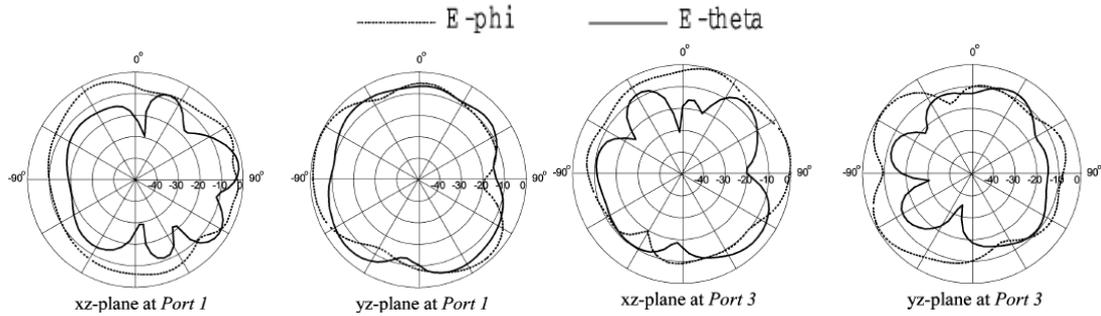


Figura 62. Patrón de radiación para $f=2.48$ GHz.

[32]

El ancho de banda de la antena de modo ortogonal está limitado por el ancho de banda de los modos resonantes de antena y el tamaño de esta. El principio se utilizó incluso para la banda baja de 700 a 960 MHz utilizando la propiedad ortogonal de la antena de cuadro y el dipolo antena (figura 63). [19]

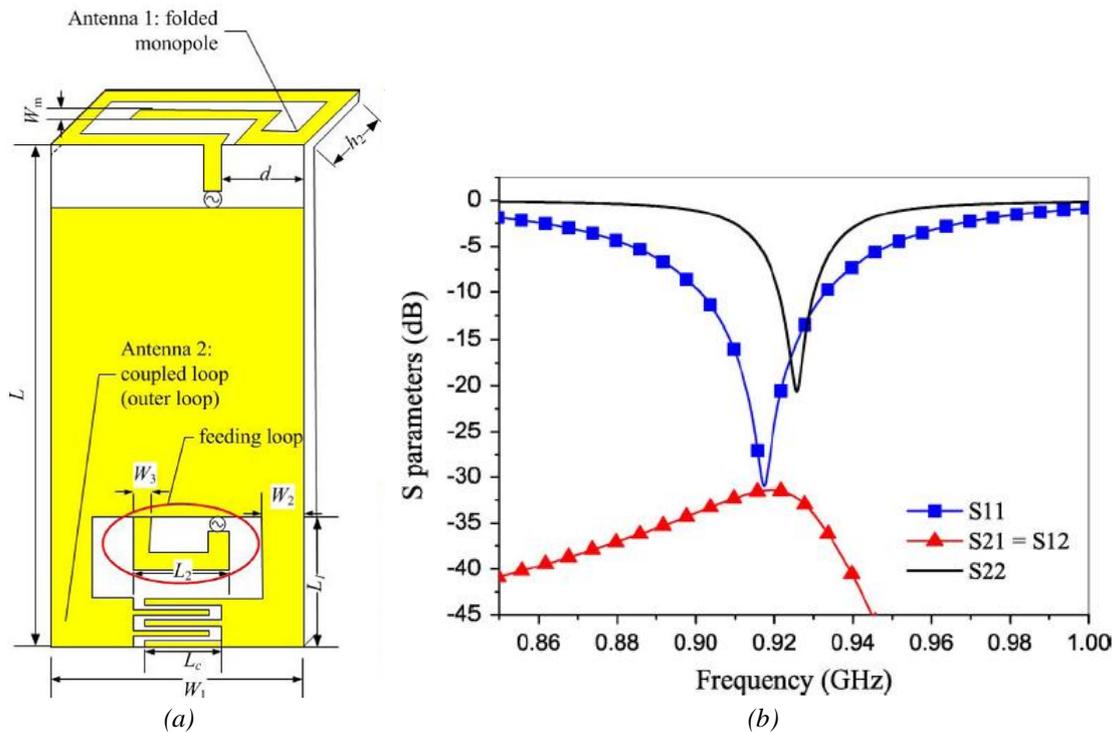


Figura 63. (a) Las geometrías de la antena monopolo ramificado y el bucle de alimentación acoplado. (b) Parametros s de la antena. Podemos ver que el s_{21} es muy bajo para la banda de resonancia (de unos -30 dB)

[33]

Otra forma de reducir el acoplamiento es utilizar dispersión parasitaria. La dispersión puede ser realizada por un parasito o la modificación del plano de tierra por muescas y ranuras: [19]

- En esta antena, se inserta una ranura en forma de T al final de un cuarto de longitud de onda desacoplando las ranuras formadas por los bordes de dos PIFAs, que funciona como un transformador de impedancia para la ranura de desacoplamiento. Mediante el ajuste de manera apropiada la longitud de la forma de T, la ranura de desacoplamiento puede ser excitada en un plano de tierra de tamaño y forma arbitraria. Además, con la ayuda del transformador de impedancia de la ranura en forma de T, se logra una antena MIMO de banda dual con un buen aislamiento en ambas bandas. La figura 64 ilustra la configuración de la antena de una banda para terminales móviles.

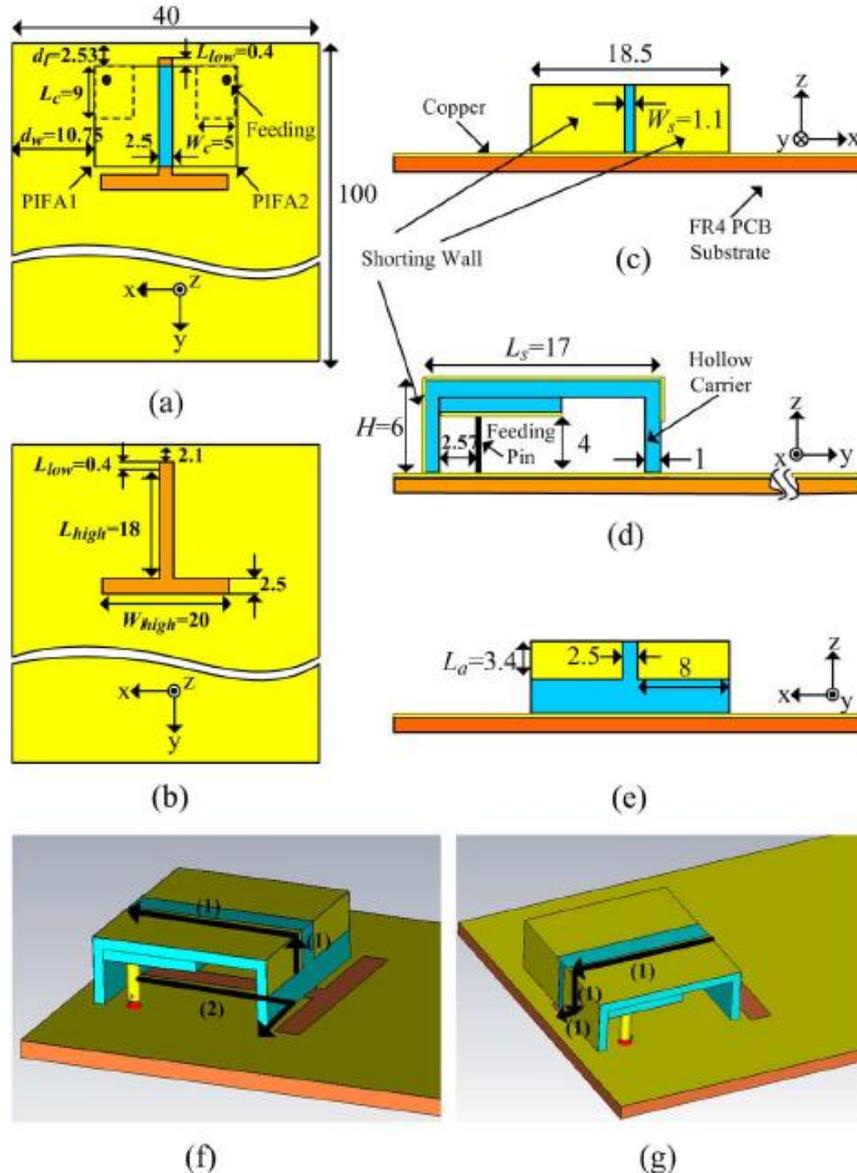


Figura 64. (a) Geometría para el array de PIFAs de una banda propuesta. (b) Vista desde arriba, (c) desde atrás, (d) desde un lado, (e) de frente, (f) y (g) vista 3D.

Con el fin de simplificar la fabricación, las PIFAs propuestas están montadas sobre un soporte hueco de 1 mm de (región de azul). El soporte tiene un permitividad dieléctrica y una tangente de pérdida de 2,5 y 0,007, respectivamente. Las dos PIFAs tienen una distancia de borde a borde de

separación de 0.0088 longitud de onda. Cada PIFA está alimentada por un pasador de alimentación proporcionada por el conductor interior de un cable coaxial de 50Ω . Con el fin de aumentar el ancho de banda de impedancia en el extremo de cada sonda, se añade una hoja de cobre de $L_c \times W_c$ para formar una alimentación de carga capacitiva. En este trabajo, la anchura de la hoja de cobre es también un parámetro importante para mejorar el aislamiento, dado que el espacio entre la lámina de cobre y la parte superior de la PIFA podrá afectar altamente al rendimiento de las PIFAs, y con el fin de simplificar aún más la fabricación de la antena precisa, se añade un bloque dieléctrico de $L_c \times W_c$ a esta región en el medio. El bloque dieléctrico es del mismo material que el soporte hueco y tiene un espesor de 1 mm. Una ranura en forma de T está grabado en el plano de tierra y se realiza como un transformador de impedancia de la ranura formada por los bordes de dos PIFAs. Sus parámetros se los vemos en la figura 65.

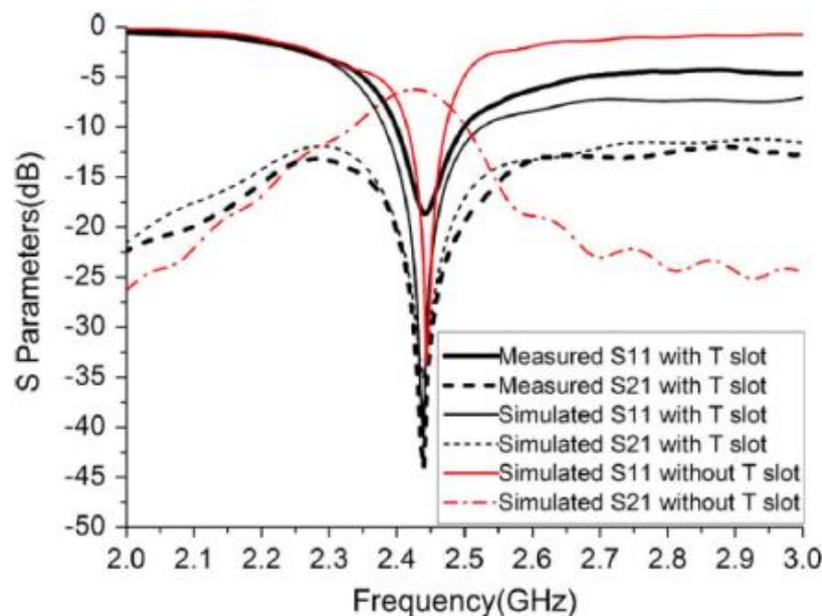


Figura 65. Parámetros s.

[34]

Con la dispersión de la estructura entre las antenas MIMO, el aislamiento se podrían mejorar y la correlación podría bajar. El ancho de banda está limitado por el tamaño de la red de antenas MIMO.

Otros métodos eficaces para reducir el acoplamiento y correlación mutuos son: la línea de neutralización, acoplador híbrido, y las redes LC de adaptación:

- Una *línea de neutralización* es una banda de metal que conecta las dos antenas. La línea permite que las corrientes que interactúen entre los elementos de antena, lo que resulta reducir el acoplamiento a una frecuencia determinada. Luxey ha

demostrado que esta técnica puede ser buena con las antenas PIFA y antenas monopolo alrededor de 2 GHz: [19]

- Son 2 antenas PIFAs unidas por un hilo metálico, como podemos ver en la Figura 66. Presentan un desacoplo de -20 dB, mucho mejor que los -10dB que se consiguen sin la línea de neutralización. Además, con esta configuración se obtienen unas eficiencias para la DCS PIFA del 97.8% simulada y del 86% medida; la UMTS simulada y medida máxima eficiencia total son, respectivamente, del 95.8% y 93%. (Figura 67)

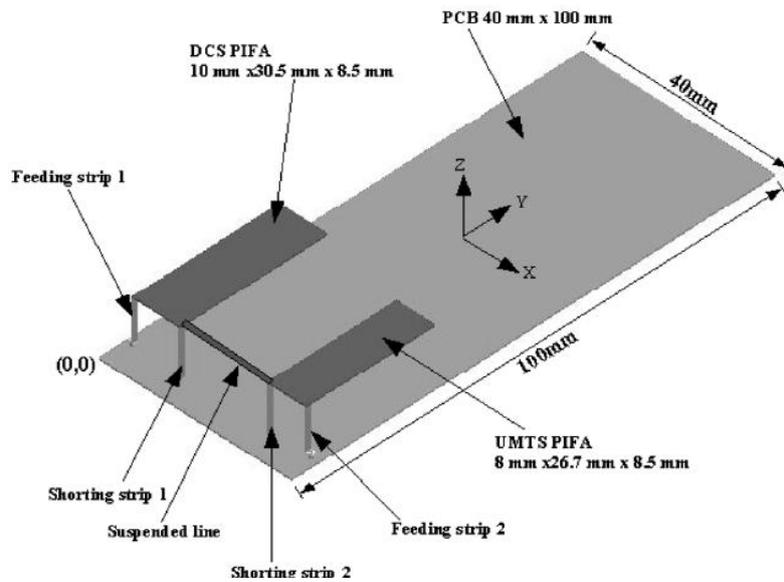


Figura 66. Dos antenas PIFAs unidas por una línea de neutralización, sobre un plano de masa que simula el terminal.

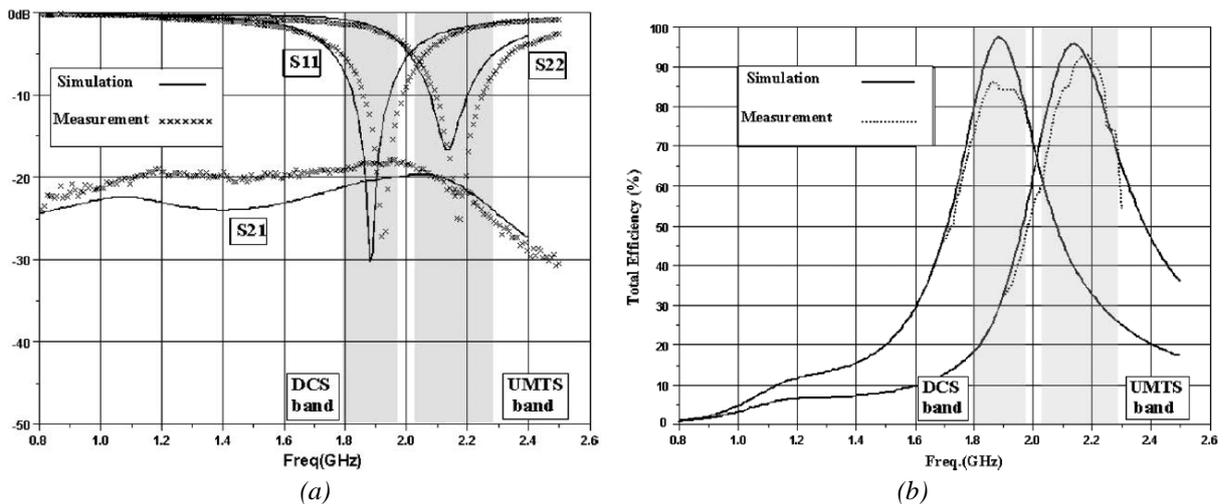


Figura 67. (a) Simulación y medidas de los parámetros s. (b) Eficiencia de la antena total.

[35]

Una de las ventajas del diseño usando líneas de neutralización es que el elemento de desacoplamiento podría ser una parte de la antena. Los productos de la industria basados en este concepto han sido utilizados en los sistemas MIMO

de banda alta. El ancho de banda de este diseño está limitado por el tamaño de la red de antenas. También se probó para un terminal en la banda de los 700-MHz LTE basado en este método, dando un ancho de banda muy pequeño. (Figuras 68 y 69).

[19]

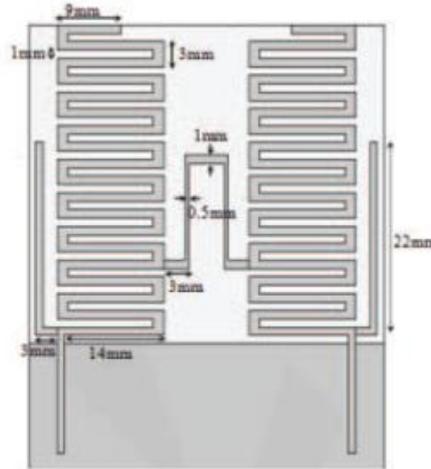


Figura 68. Dos antenas monopolo ramificadas unidas mediante una línea de neutralización

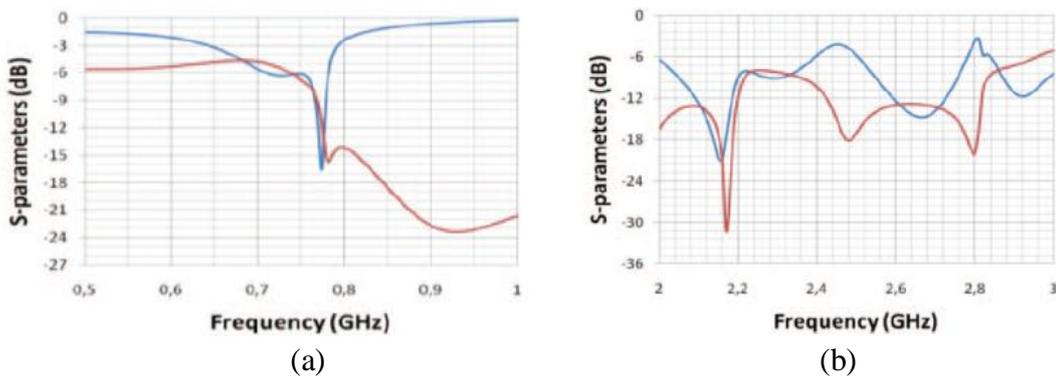


Figura 69. Parametros s, en azul s_{11} , en rojo s_{21} . (a) Banda baja y (b) banda alta.

[36]

- El *acoplador híbrido de 90°* es un componente estándar en el diseño de microondas, utilizado tanto para separar y combinar las señales en aplicaciones de RF. Las señales en los puertos de salida están separadas 180° entre sí, pero en relación con el puerto de entrada de la fase es $\pm 90^\circ$ (salida equilibrada), lo que resulta un buen aislamiento entre las antenas.
- El *acoplador de 180°* se puede utilizar en un par de maneras diferentes, principalmente para la división o combinación de señales. La red de cuatro puertos podría realizar los puertos de entrada que tiene un modo par y un modo impar, por lo tanto los dos puertos están desacoplados. En este caso, los dos puertos no son simétricos, el modo común tiene casi el mismo patrón que la antena de un

solo puerto, y el modo diferencial es de banda estrecha, que depende del tamaño de la antena de red.

La miniaturización de los métodos de circuito de control de impedancia mencionados anteriormente se podrían lograr por un equivalente circuito de elementos concentrados. Un ejemplo simple es el de dos monopolos de $0,1\lambda$ de espaciado sobre un plano de masa grande, como se muestra en la figura 70(a). Debido al acoplamiento mutuo, la eficiencia de radiación cae a alrededor de 55%. Con la neutralización línea que se podría mejorarse para un 75%. Con el acoplador y red de circuitos podría mejorarse para un 90%, con un ancho de banda limitado.

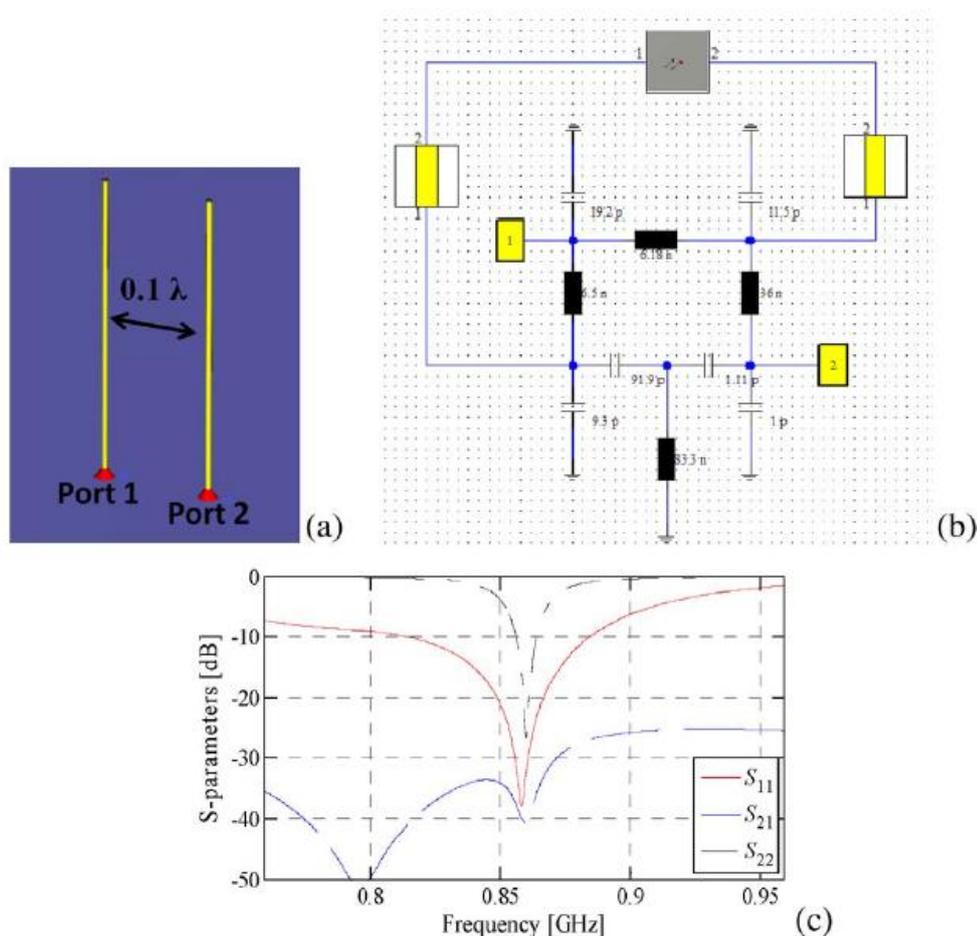


Figura 70. Red de desacoplamiento basado en el acoplador 180° (a) dos monopolos cerrados con $0,1\lambda$; (b) Red de desacoplo; (c) parámetros s.

Se tiene que el ancho de banda de la disociación por las diferentes técnicas de desacoplamiento, tales como la línea de la neutralización, el acoplador híbrido 90° y el de 180° y sus circuitos LC equivalentes, y redes de adaptación, está limitado, principalmente, por el tamaño de la agrupación de antenas. A pesar de que el acoplador o de que la red tengan un gran ancho de banda, la antena MIMO compacta sólo está limitada en ancho de banda desacoplado debido a la restricción física.

Para el caso del teléfono móvil, una buena MIMO y un buen rendimiento de diversidad se podría lograr por los patrones de diversidad cuando la banda de frecuencia es de alrededor de 2 GHz o superior. Pero la utilización de un acoplamiento dominante se produce cuando más de un elemento de antena explota de manera eficiente el plano de tierra como un radiador, especialmente para las bandas de baja entre 700 y 960 MHz. Mediante un estudio, se ha llegado a obtener unos resultados que indican que el aislamiento puede ser mejorado mediante la optimización tanto del tipo de antena como la ubicación de misma, es decir, sólo una de las antenas utiliza el modo de chasis y la otra antena utiliza el modo localizado. Se confirma que tanto la capacidad como el comportamiento de la diversidad para un ancho de banda dado se pueden mejorar utilizando este enfoque simple. La antena de modo localizado podría realizarse mediante el uso de antenas más directivas. Una ventaja significativa de este enfoque es que no se requiere adicionalmente (y con pérdida inherentemente) de elementos concentrados o circuito(s) a juego para lograr un mejor rendimiento MIMO.

[19]

4.2.3 Antena y canales en MIMO

La ganancia media efectiva de la antena de telefonía móvil depende tanto del patrón de la antena como del canal de propagación. El rendimiento del sistema de la antena en entornos con múltiples trayectorias depende tanto del rendimiento de la antena como de los canales de propagación.

- Para el caso de la diversidad, se encontró que el EDG está determinada principalmente por la correlación de la señal, y el método de combinación de diversidad, mientras que la DG incluye los efectos de la adaptación de la antena, las pérdidas, y el acoplamiento mutuo. Se encontró que los parámetros tales como la correlación y el DG aparentes no dependen en gran medida del promedio de los diversos modelos de propagación. Por lo tanto, el medio ambiente al azar isotrópico parece ser un buen escenario simplificado para evaluar el rendimiento de la diversidad.
- Para el caso de MIMO en LTE, la ganancia media efectiva y la correlación determinarán el rendimiento MIMO. Dentro de un teléfono inteligente típico, las antenas tienen muy baja correlación para las bandas de frecuencia de alrededor de 2 GHz y superiores. Así que el esfuerzo principal para tener un buen rendimiento MIMO es diseñar antenas de alta eficiencia con una menor pérdida de acoplamiento en los rangos de frecuencia. Sin embargo, es un gran reto para diseñar la baja correlación y la antena de bajo acoplamiento en la banda baja, sobre todo en la banda de los 700 MHz. Algunas maquetas detalladas en los

diferentes niveles de correlación fueron construidas y probadas en el laboratorio de investigación de Sony Ericsson:

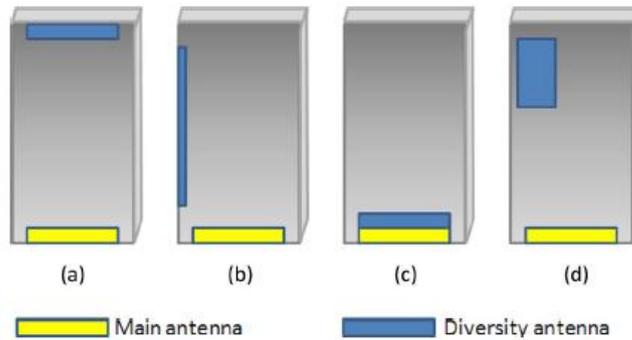


Figura 71. Diferentes diseños de antenas LTE en un teléfono móvil en las bandas de 700 MHz. (a) Dos monopolos. (b) Monopolo y ranura. (c) Antena bucle con parásito. (d) Monopolo y de parche.

La figura 7 muestra cuatro diseños de antena MIMO diferentes para un teléfono inteligente en la banda de los 700 MHz. El diseño que se muestra en la figura 7 (a) tiene dos monopolos en ambos extremos, en el que el modo de chasis es fuerte y la correlación es bastante alta. El diseño en la figura 7 (b) tiene un monopolo y una ranura. Las antenas son ortogonales entre sí, y la correlación se hace menor. El diseño en la figura 7 (c) tiene una antena bucle con un parásito en su interior, donde esta es alimentada por dos puertos; se trata de un diseño de muy alta correlación. El diseño en la figura 7 (d) tiene un modo monopolo en el chasis y una antena de parche en modo localizado. La correlación es extremadamente baja. Las maquetas se probaron y se caracterizaron en el laboratorio de Sony Ericsson. Las actuaciones se resumen en la Figura 72.

	Mean gain of two antennas	Pattern envelope correlation	MIMO multiple-multiplexing efficiency	MIMO gain drop due to pattern correlation	Apparent Diversity gain at CDF 1% level	Field test: Proportion of 2 streams for MIMO (separate dipole as reference)
Separated dipoles	-5.5dB	0	-5.5dB	0	11.5 dB	100%
Mock-up (d)	-2.9 dB	0.06	-2.9dB	0	11,5 dB	100%
Mock-up (b)	-5.0 dB	0.17	-5.4dB	0.4dB	10 dB	95%
Mock-up (a)	-5.6 dB	0.51	-7.2dB	1.6dB	9.5 dB	91%
Mock-up (c)	-5.5 dB	0.94	-11.6dB	6.1dB	6.5dB	8%

Figura 72. Tabla con los resultados del experimento con las antenas de la figura 71.

Comparando con el rendimiento de dipolos ortogonales de antena de referencia, se encontró que los terminales móviles con la disposición de antena MIMO compacto podrían tener bastante buen rendimiento MIMO cuando la correlación envolvente es menor de 0.5, incluso en la banda de 700 MHz. Una buena eficiencia en ambas antenas

es esencial para cubrir una mayor área de servicio de LTE con buena calidad de comunicación de datos

[19]

4.2.4 Estándares y requerimientos de la industria

Además de lo visto hasta ahora, las antenas deben cumplir unos requisitos de seguridad (SAR) y de compatibilidad con los audífonos (HAC).

Como hemos visto antes, SAR es un valor de medición de la cantidad de energía es absorbida en un tejido biológico cuando el cuerpo se expone a la radiación electromagnética. Pero se observó que la exposición a campos magnéticos (corrientes eléctricas del radiador) en lugar de campos eléctricos conduce a un alto valor de SAR en el cuerpo. Así que el tipo de antena, la posición de la antena, del estilo del teléfono, material de carga y puesta a tierra de metal influirán en los valores de SAR. Con el fin de tener un SAR menor en el tejido cerebral, en general, la antena de tierra libre tiene que ser colocada en la parte inferior del teléfono móvil y la antena en tierra, tales como PIFA, pueden ser colocadas en la parte posterior de la PCB del teléfono minimizando así el SAR. Dado que es un problema de campo cercano, la solución detallada depende del diseño individual de la antena, conexión a tierra, y los componentes cercanos de cada terminal móvil.

Si además queremos que nuestro terminal sea compatible con los audífonos (HAC), hemos de tener en cuenta que a estos les afecta tanto la emisión de RF y el campo electromagnético (EM) del teléfono móvil.

En los casos prácticos, SAR y HAC son causados por el campo cercano el cual no sólo depende del tipo de antena y la posición, la eficiencia de la antena, y el factor de teléfono, sino que también de la carga de impedancia de la fuente del amplificador de potencia de RF. Esto aumentará la incertidumbre de la predicción.

Recientemente, los nuevos retos de la emisión de campo cercano en un teléfono móvil nacieron de los multi transmisores multibanda RF en MIMO, tales como la forma de organizar y controlar los elementos de la antena y la forma de diseñar un teléfono fino sin dejar de cumplir los límites de seguridad. MIMO para LTE y WiFi introducirá transmisores multi radio y multi antenas en un terminal compacto. La propiedad del tejido corporal tal como la conductividad y permitividad son dependientes de la frecuencia, lo que aumenta la complejidad del problema de SAR.

Los estudios sistemáticos de la pérdida de masa de los teléfonos móviles con diferentes tamaños, diferentes tipos de antena, y lugares donde colocarlas se han realizado en el

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

Laboratorio de Investigación de Sony Ericsson. Se encontró que las pérdidas corporales dependen en gran medida de la ubicación de la antena, el tipo, tamaño factor de teléfono, etc. Por ejemplo, la parte inferior de montaje de la antena monopolo y las antenas PIFA del montaje se construyeron en un teléfono como se muestra en la figura 73 y ambos casos se estudiaron individualmente. La figura 74 muestra los resultados del análisis de la pérdida corporal de los casos (b) - (d) en la banda de 900 MHz. Se encontró que en la banda baja y la posición de hablar con la mano la antena PIFA tenía ventajas con 4 dB menos de pérdida por cuerpo para un teléfono grande. La figura 75 muestra la pérdida por cuerpo de los casos (b) - (d) en la banda de 1900 MHz. Se encontró que en la banda alta y la posición de hablar con la mano, la antena PIFA superior tenía ventajas con 3 dB menos pérdida por cuerpo en general. Estos resultados sólo son válidos para un teléfono anchura inferior 56 mm. Posteriormente se han realizado estudios con teléfonos inteligentes con un ancho mayor de 56 y el resultados fueron completamente diferentes.

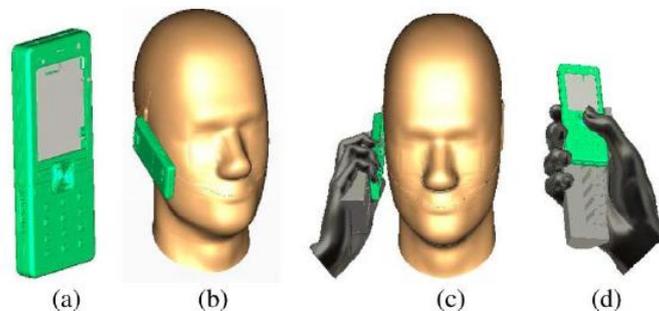


Figura 73. Las cuatro posiciones de ensayo diferentes: (a) de espacio libre; (b) Posición de hablar; (c) la posición de hablar con la mano; (d) browsingmode.

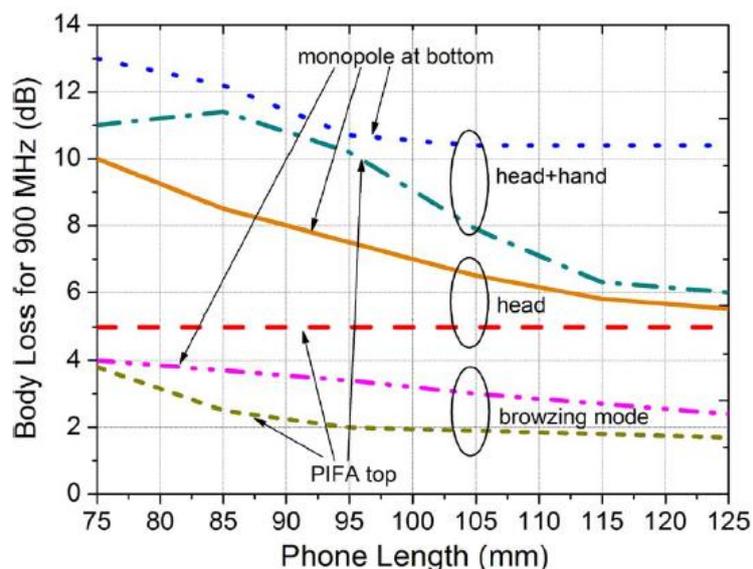


Figura 74. Análisis de la pérdida por cuerpo de un teléfono de barra con la parte superior PIFA y monopolo de fondo en la banda de 900 MHz.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.

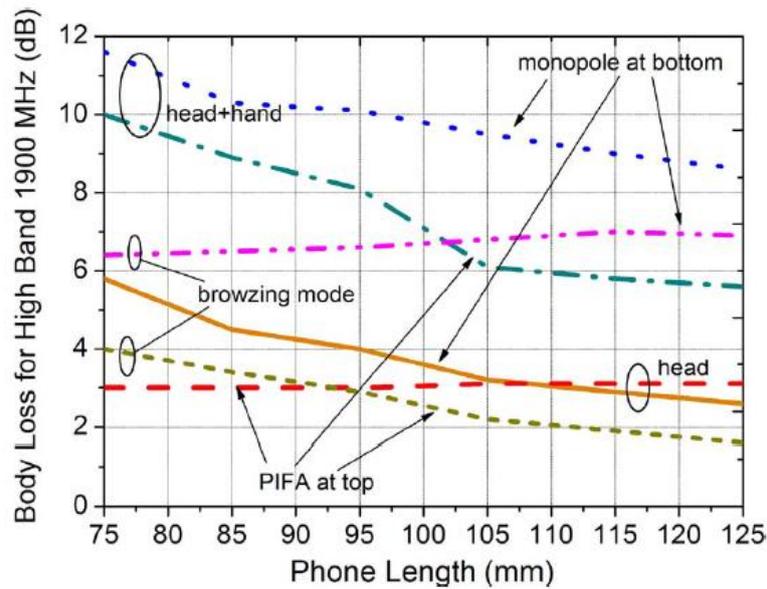


Figura 75. Análisis de la pérdida por cuerpo de un teléfono de barra con la parte superior PIFA y monopolo de fondo en la banda de 1900 MHz.

Para LTE y la diversidad en la aplicación de un teléfono, el cuerpo suele reducir la correlación de las antenas. El rendimiento disminuirá debido a la pérdida provocada por el cuerpo. El trabajo de adaptación y de control adaptable de antenas MIMO distribuidas es una solución prometedora para superar la desafinación por el cuerpo humano y de carga.

[19]

5- Conclusiones

Aunque los usuarios y comerciantes no le den mucha importancia al diseño de las antenas de los terminales móviles, este sigue siendo una de las partes más importantes del terminal, ya que es la que se encarga de dictaminar, no sólo el ancho de banda del terminal, sino la calidad con la que recibimos y transmitimos la señal, lo que afecta directamente a la comunicación de datos y voz.

Estos, al solicitar cada día más ancho de banda y más aplicaciones integradas en los terminales móviles, los diseñadores de las antenas han empezado a apoyarse en sistemas MIMO y de diversidad, mejorando cada vez más, no sólo el ancho de banda y el rendimiento de cada antena por separado, sino el rendimiento del conjunto de las antenas que forman el teléfono móvil, dando lugar a menores valores de desacoplo y de correlación entre las antenas, como: el modo ortogonal mediante el uso de antenas DRA, antenas magnéticas y eléctricas trabajando al unísono, ...; usando circuitos LC para realizar acopladores híbridos de 90° o 180°, ...

En cuanto al diseño de cada antena por separado, se siguen usando las tipologías de antenas en bucle, PIFAs o ramificadas, llegando a reducir su tamaño gracias a los metamateriales usados desde hace poco en los terminales móviles.

Y, como vemos visto, el desarrollo tanto de las antenas como de los sistemas MIMO que forman está en constante desarrollo, creando cada día mejores soluciones que mejoren el rendimiento de cada antena y del sistema MIMO y de diversidad, dando así una mejor calidad y seguridad en la comunicación móvil.

6-Bibliografía

- [1] Mudit Ratana Bhalla, Anand Vardhan Bhalla "Generations of Mobile Wireless Technology: A Survey" International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 5– No.4, August 2010
- [2] "Long Term Evolution (LTE): A Technical Overview"
(http://www.motorolasolutions.com/web/Business/Solutions/Industry%20Solutions/Service%20Providers/Wireless%20Operators/LTE/_Document/Static%20Files/6834_MotDoc_New.pdf). Motorola.
- [3]"http://www.frsf.utn.edu.ar/matero/visitante/bajar_repositorio.php?id_catedra=277&id_repositorio=3635"
- [4] John Volakis, Chi-Chih Chen, Kyohei Fujimoto, "Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications", McGraw-Hill 2010, pag 4.
- [5] Zhi Ning Chen "ANTENNAS FOR PORTABLE DEVICES", Wiley 2007, pág 11-13
- [6] <http://www.radiocomunicaciones.net/antenas-dipolo.html>
- [7] Miguel Ferrando, Alejandro Valero, "Radiación de antenas cilíndricas", Antenas, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia
- [8] Miguel Ferrando, Alejandro Valero, "RANURAS Y ANTENAS MICROSTRIP", Antenas, Departamento de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia
- [9] "http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/ - Capitulo 3 Antenas Tipo Parche o de Microstrip"
- [10] Daniel F. Sievenpiper, David C. Dawson, Minu M. Jacob, Tumay Kanar, Sanghoon Kim, Jiang Long, and Ryan G. Quarfot "Experimental Validation of Performance Limits and Design Guidelines for Small Antennas" IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 60, NO. 1, JANUARY 2012
- [11] Steven R. Best and Drayton L. Hanna "A Performance Comparison of Fundamental Small-Antenna Designs" IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 52, No.1, February 2010
- [12] K. Fujimoto and J. R. James, "Mobile Antenna Systems Handbook", 3rd ed. Reading, MA: Artech House, 2008, ch. 5.

[13] Francisco Solano Eizaguirre, "Ensayos de laboratorio para la medida de la tasa de absorción específica (SAR) en dispositivos móviles", Proyecto Fin de Carrera, Universidad Politécnica de Madrid, 2013.

[14] Federal Communications Commission (FCC), Hearing Aid Compatibility for Wireless Telephones. [Online]. Available: <http://www.fcc.gov/guides/hearing-aidcompatibility-wireless-telephones>

[15] Silvina A. Grupalli, M. A. Cabrera, J. D. Bilbao y M. G. Ferreyra "SISTEMAS DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICOS CON TECNOLOGÍA MIMO", cet ISSN 1668-9178, Dpto. de Electricidad, Electrónica y Computación, Facultad de Ciencias Exactas y Tecnología, Universidad Nacional de Tucumán, Argentina.

[16] Sandra Roger Varea, "Fundamentos de LTE", temas 1-2-3, MASTER EN COMUNICACIONES Y DESARROLLO DE SERVICIOS MÓVILES 2013-2014, UPV

[17] (http://www.physics.orst.edu/~hetheriw/astro/rt/info/rf_antennas/antenna_designs_mimo.pdf)

[18] HUI LI, "Decoupling and Evaluation of Multiple Antenna Systems in Compact MIMO Terminals", Doctoral Thesis in Electrical Systems Stockholm, Sweden 2012

[19] Zhinong Ying "Antennas in Cellular Phones for Mobile Communications" IEEE | Vol. 100, No. 7, July 2012

[20] <http://www.telefoneate.com/breve-historia-del-movil/>

[21] Hisashi Morishita', Yongho Kim', and Kyohei Fujimoto² "Design Concept of Antennas for Small Mobile Terminals and the Future Perspective" IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 44, No. 5, October 2002

[22] "<https://sites.google.com/site/lainvenciondeltelefonomovil/2g-la-segunda-generacion-popularizacion>" y "<http://danimtzc.blogspot.com.es/2012/02/conectividad-movil.html>"

[23] T. Taga and K. Tsunekawa, "Performance analysis of a built-in planar inverted-F antenna for 800 MHz band portable radio units," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. SAC-5, no. 5, pp. 921–929, Jun. 1987.

[24] Z. D. Liu, P. S. Hall, and D. Wake, "Dual-frequency planar inverted F antenna", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 45, no. 10, pp. 1451–1458, Oct. 1997.

- [25] K. Fujimoto and J. R. James, "Mobile Antenna Systems Handbook", 3rd ed. Reading, MA: Artech House, 2008, ch. 5.
- [26] Kin-Lu Wong "Planar antennas for wireless communications" Ed: Wiley-Interscience, 2003
- [27] S. Hayasida, H. Morishita, and K. Fujimoto, "A wideband folded loop antenna for handset", IEICE Trans., vol. J86B, no. 9, pp. 1806–1815, 2003.
- [28] Núñez Calvo, F., Z. Ying, and A. K. Skrivervik, "Design and Optimization of a Pentaband Terminal Antenna," Proceedings of ICECom 2005, Dubrovnik, Croatia, August 2005.
- [29] S. R. Das, "Metamaterials arrive in cellphones", IEEE Spectrum, Oct. 2009. [Online]. Available: <http://www.spectrum.ieee.org/telecom/wireless/metamaterials-arrive-in-cellphones>.
- [30] http://centrodeartigos.com/articulos-informativos/article_68011.html
- [31] Katsunori Ishimiya, Jonas Langbacka, Zhinong Ying, Jun-ichi Takada, "A Compact MIMO DRA Antenna", IEEE Xplore 978-1-4244-1522-9, pag 286 - 289, March 2008
- [32] C. Y. Chiu and R. D. Murch, "Compact 4-port antenna suitable for portable MIMO devices", IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 7, pp. 142–144, 2008.
- [33] H. Li, B. K. Lau, Z. Ying, and S. He, "Decoupling of multiple antennas in terminals with chassis excitation using polarization diversity, angle diversity and current control" IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, no. 12, pp. 5947-5957, Dec. 2012.
- [34] Shuai Zhang, Buon Kiong Lau, Yi Tan, Zhinong Ying and Sailing He, "Mutual Coupling Reduction of Two PIFAs With a T-Shape Slot Impedance Transformer for MIMO Mobile Terminals" IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 60, NO. 3, MARCH 2012
- [35] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the DCS1800 and UMTS bands", IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 11, pt. 1, pp. 3063–3074, Nov. 2006.
- [36] I. Dioum, A. Diallo, C. Luxey, and S. M. Farsi, "Compact dual-band monopole antenna for LTE mobile phone", in Proc. Antennas Propag. Conf., Loughborough, U.K., 2010, pp. 593–596.

Estudio de las tendencias actuales en el diseño de antenas para nuevos terminales móviles de cuarta generación.