

5 201



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

TECNOLOGÍA EN ANTENAS ADAPTABLES

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A N :

FABRICIO GASPAR MARTÍNEZ BECERRIL

ROCÍO MENDOZA ROSALES



DIRECTOR DE TESIS: M. C. LUIS MARCIAL HERNÁNDEZ ORTEGA

CIUDAD UNIVERSITARIA

260594¹⁹⁹⁸



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecimientos.

Al M.C. Luis Marcial Hernández Ortega por su apoyo y asesoría para la realización de este trabajo.

Al Ing. Jesús Reyes García por su asesoría y amistad.

Al Dr. Rodolfo Neri Vela por su sincera amistad y comentarios a lo largo de mis estudios.

Al Ingeniero Alexandré F. Bouchet López por su apoyo constante y amistad.

Al Ingeniero Sergio Collazo Llerandi por su apoyo y amistad.

A Javier Ortiz Villaseñor por su amistad, gracias.

A todos aquellos que soportaron mi carácter y que mejor omito sus nombres, para no olvidar mencionar alguno.

Fabricio.

Dedicatorias.

A mis padres, hermanos y sobrinos, los quiero mucho.

Fabricio.

AGRADECIMIENTOS:

Al M. C. Luis Marcial Hernández Ortega por su apoyo en la realización de este trabajo.

Al Ing. Jesús Reyes García, por su enseñanza a lo largo de la carrera y por las observaciones hechas a este trabajo.

Al Ing. José Luis Martínez por su amistad y sus consejos.

DEDICATORIAS

A

Ana Cristina con quien he ido aprendiendo, mucho más allá del ámbito escolar.

A mis padres:

Rafael y Martha

A mis hermanos:

Pilar, Rafael y Marisol

Por su amor y sacrificios, también por su apoyo y comprensión.

A mis amigos:

Adriana, Alex, Flavia, André, Ricardo I., Ulises, Ricardo, Josué, Eduardo, Editah y Sandra P, Sandra N.

Quienes me han apoyado a lo largo de mis estudios y con quien he compartido muchas cosas...

Rocío Mendoza Rosales

INDICE

I. INTRODUCCIÓN.....	1
II. TEORÍA DE ANTENAS.....	5
II.1 Principios de teoría de antenas.....	5
II.1.1. Definición y tipos de antenas.....	5
II.1.1.1. Definición.....	6
II.1.1.2. Tipos de antenas.....	6
II.1.2. Radiación de la Antena.....	10
II.1.3. Parámetros básicos de las antenas.....	13
II.1.3.1. Patrón de radiación.....	13
II.1.3.2. Patrón isotrópico.....	14
II.1.3.3. Patrón omnidireccional.....	15
II.1.3.4. Patrón direccional.....	16
II.1.3.5. Patrones principales E y H.....	16
II.1.3.6. Definición de lóbulos de los patrones de radiación.....	17
II.1.3.7. Regiones del campo.....	19
II.1.3.8. Densidad de potencia de radiación.....	20
II.1.3.9. Intensidad de radiación.....	22
II.1.3.10. Directividad.....	23
II.1.3.11. Ganancia.....	23
II.1.3.11. Eficiencia de una antena.....	25
II.1.3.12. Ancho de haz de media de potencia.....	26
II.1.3.13. Ancho de banda de una antena.....	27
II.1.3.14. Apertura de una antena.....	28
II.1.3.15. Apertura efectiva.....	29
II.1.3.16. Altura efectiva.....	29
II.1.3.17. Temperatura de una antena.....	31
II.1.3.18. Relación de directividad y máxima Apertura de una antena.....	32
II.1.3.19. Ecuación de Transmisión de Friis.....	33
II.2 Arreglos de antenas.....	35
II.2.1 Arreglos lineales.....	37

II.2.2. Arreglos de fase.....	38
II.2.3. Síntesis de patrón del arreglo.....	39
III. ANTENAS INTELIGENTES.....	42
III.1. Definición.....	42
III.2. Tipos de antena inteligentes.....	43
III.2.1 Antecedentes históricos.....	44
III.3. Arreglos adaptables.....	46
III.4. Elementos principales del sistema.....	46
III.5. Justificación del uso de los arreglos adaptables.....	48
III.6. Algoritmos básicos para la realización de antenas adaptables.....	50
III.6.1. Applebaum.....	50
III.6.1. Vector de pesos óptimos.....	54
III.6.2. Shor.....	57
III.6.3. LMS.....	63
<i>III.6.3.1. Vector de pesos óptimos.....</i>	<i>65</i>
<i>III.6.3.2. Algoritmo LMS.....</i>	<i>70</i>
III.6.4. Puntos importantes de los diferentes algoritmos.....	74
IV. SISTEMAS DE RADIO CELULAR.....	75
IV.1. Antecedentes e historia.....	75
IV.2. Definición.....	78
IV.3. Sistemas de radio tradicionales vs. Sistemas de radio celular.....	79
IV.4. Configuración Celular.....	82
IV.4.1. Propiedades de la Geometría Celular.....	82
IV.4.2. Geometría Celular Hexagonal.....	83
IV.4.3. Asignación de canales.....	84
IV.4.4. Handoff.....	85
IV.4.5. Interferencia.....	86
<i>IV.4.5.1. Interferencia de cocanal.....</i>	<i>87</i>
<i>IV.4.5.2 Interferencia de canal adyacente.....</i>	<i>88</i>
IV.5. Control de potencia.....	88
IV.6. Mejoras a la capacidad de los sistemas celulares.....	89

IV.6.1. División celular.....	90
IV.6.2. Sectorización.....	90
IV.7. Conceptos fundamentales de un sistema celular.....	91
IV.7.1. Unidad Móvil.....	92
IV.7.1.1 Esquema de marcación.....	92
IV.7.1.2. Localización del móvil.....	94
V. GSM (SISTEMA GLOBAL MÓVIL).....	96
V.1. Desarrollo del Sistema Global Móvil (GSM).....	96
V.2. Servicios.....	97
V.3. Arquitectura del Sistema.....	98
V.3.1. Subsistema de Radio.....	102
V.4. Tipos de Canal GSM.....	103
V.4.1. Canales de tráfico (TCH).....	104
V.4.2. Canales de control (CCH).....	104
V.4.2.1 Canales de difusión (BCH).....	104
V.4.2.2 Canales de control común (CCCH).....	105
V.4.2.3. Canales de control dedicados, DCCH (dedicated control channel).....	106
V.5. Procesamiento de señales en GSM.....	107
V.5.1. Codificación de voz.....	107
V.5.2. Codificación de los canales TCH/FS, SACCH y FACCH.....	107
V.5.3. Intercalado (<i>interleaving</i>).....	109
V.5.4. Cifrado (<i>ciphering</i>).....	109
V.5.5. Formato de ráfaga.....	110
V.5.6. Modulación.....	110
V.5.7. Salto de frecuencia.....	110
V.5.8. Ecuación.....	110
V.5.9. Demodulación.....	111
VI. SIMULACIÓN, RESULTADOS Y CONCLUSIONES.....	112
VI.1. Aplicación de la Tecnología.....	112
VI.2. Simulación del sistema.....	113
VI.2.1. Estructura del programa de simulación.....	113

VI.2.2. Experimento 1	116
VI.2.3. Experimento 2	121
VI.3. Análisis de los Resultados.	125
VI.4. Conclusiones.....	127
ANEXO A.	134
A.2. Descripción de las tecnologías digitales de acceso múltiple.....	136
A.3. Tecnologías dúplex.	138
A.4. Sistemas inalámbricos de baja potencia.....	139
A.5. Ámbito normativo.	140
ANEXO B.....	143
BIBLIOGRAFÍA.....	148

Tecnología en antenas adaptables

CAPÍTULO I.

Introducción.

I. Introducción.

Las telecomunicaciones son consideradas actualmente no sólo un servicio público, sino un elemento esencial para el desarrollo, la seguridad y la soberanía nacional.

Los sistemas de comunicación móvil han experimentado una larga serie de cambios y de nuevas aplicaciones que han contribuido a elevar la calidad de vida del hombre. Ejemplo de esto son las mejoras del nivel de seguridad en la navegación marítima y aérea, los servicios asistenciales al proporcionar telediagnósticos y apoyo médico, así como también la toma de decisiones empresariales a través de información financiera oportuna.

El espectro radioeléctrico, debido a su característica de ser un recurso limitado, presenta un campo en el cual las nuevas tecnologías deben aprovecharlo de la manera más eficiente para que los servicios inalámbricos cumplan con la creciente demanda a que están sujetos.

El reuso del espectro radioeléctrico en los sistemas de radio celulares está limitado por el nivel de interferencia que se puede tolerar. Las antenas adaptables proveen una forma de reducir la susceptibilidad del receptor a la interferencia y consecuentemente permite un mayor reuso de frecuencias en cada célula. Este tipo de situación es deseable en áreas densamente pobladas como las zonas urbanas.

Las antenas adaptables son arreglos controlados por un proceso de adaptación al medio cambiante. Un arreglo está formado por un grupo de sensores, cuyas salidas se combinan de alguna manera para obtener el patrón deseado, por ejemplo un haz enfocado hacia cierta dirección. Los sensores pueden ser de muchas formas, monopolos para alta frecuencia,

antenas de corneta para microondas, transductores acústicos para un sonar. La aplicación sólo cambiará los elementos tecnológicos usados mas no los principios utilizados.

Los sistemas de sensores, como parte de un sistema de antenas adaptables, tienen el propósito de aumentar la calidad en la detección y recepción de señales. Los sistemas de comunicación que hacen uso de este tipo de arreglos son bien conocidos por las ventajas que presentan al proporcionar un haz flexible y rápidamente configurable. Las antenas adaptables (también conocidas como arreglos adaptables o antenas inteligentes) han sido usadas ampliamente en sistemas militares durante muchos años.

Los sistemas adaptables pueden responder a un ambiente en el cual existan interferencias desconocidas por lo que se han vuelto a considerar para la aplicación en otras áreas y no sólo la milicia.

El tema de antenas adaptables ha sido ampliamente estudiado dentro de sus aplicaciones a sistemas de radar, las tecnologías para la realización de éstas con los nuevos avances tecnológicos en el campo de la electrónica y la reducción en tamaño y precio permiten su utilización en otro tipo de sistemas de comunicación.

Actualmente las ventajas de estos sistemas han llegado a darles un lugar más importante en aplicaciones en los campos de comunicaciones, radar, sonar, radio astronomía, sismología y ultrasonido.

Los fundamentos de estos sistemas se basan en la teoría de los filtros de Wiener¹, y su aplicación se había visto limitada por dos aspectos principalmente:

1. La tecnología para la realización de los sistemas de sensores.

1 J.W. R. Griffiths Adaptive Array processing. Atutorial IEE Febrero 1983. Vol. 130 No. 1 pp 3-10.

2. La falta de algoritmos lo suficientemente robustos y rápidos para responder en tiempo real.

Debido a los avances en componentes electrónicos y computadoras esta situación ha cambiado notablemente, teniéndose la oportunidad de realizar procesamiento de señales en tiempo real y a un costo accesible. Esto ha motivado el incremento del interés en el procesamiento adaptable y en este caso en una de sus aplicaciones los arreglos adaptables, ya sea en el campo de la defensa o civil.

Lograr implementar antenas adaptables dentro de costos razonables permitiría incrementar la cobertura de sistemas de comunicación celular y servicios de comunicación personal PCSs, por otro lado podría facilitar la construcción y operación de sistemas satelitales en los que la estación terrena es móvil..

El trabajo que se presenta como tesis considera la simulación de un sistema celular manejado por una antena inteligente con un algoritmo adaptable de error cuadrático medio, LMS (*least mean square error*) en la estación base ya que en el móvil debido a las dimensiones necesarias para el arreglo y su costo harían de su aplicación algo impráctico. En principio los pesos obtenidos para el enlace ascendente (móvil- base) serán los mismos que para el enlace descendente (base-móvil), pero debido al tiempo y separación de frecuencia del receptor y transmisor resulta menos eficaz este último enlace.

La estructura que presenta este trabajo es la exposición de los conceptos básicos de antenas, arreglos adaptables, telefonía celular y GSM para después particularizar en una aplicación de arreglos adaptables a telefonía celular bajo un esquema GSM.

En el capítulo II se presenta la teoría básica de antenas, se expone de manera clara y sencilla los conceptos básicos necesarios para el desarrollo de las antenas, así como las herramientas disponibles para estudiar la teoría de arreglos.

En el capítulo III se desarrolla el tema de los arreglos adaptables , sus antecedentes, el por qué de su utilización y su configuración básica, así como modelos básicos para el algoritmo de control.

El capítulo IV desarrolla el tema de sistemas de radio celular. Se expone de una forma sencilla los conceptos que hacen a un sistema celular diferente a otros esquemas de comunicación móvil.

El capítulo V presenta la descripción del sistema GSM, primer estándar para telefonía celular digital. Debido a que GSM se considera un sistema maduro por haber superado su periodo de adaptación y prueba. Resulta conveniente para ser el sistema donde realizar la simulación del arreglo adaptable.

En el capítulo VI se presenta una serie de experimentos simulados y la interpretación de los resultados obtenidos al utilizar un arreglo adaptable (utilizando para el proceso adaptable el algoritmo LMS) en un sistema GSM.

El trabajo termina con la presentación de las conclusiones, obtenidas de los resultados y de los temas expuestos a lo largo de este. Se exponen desde un punto de vista particular las tendencias y potenciales de la tecnología analizada en la tesis.

CAPÍTULO II.

Teoría de Antenas

Objetivo :

Presentar información básica acerca de las antenas y explicar de forma general, lo que es una antena, los tipos de antenas que existen y los parámetros importantes para el análisis y diseño de éstas.

II. Teoría de antenas.

II.1 Principios de teoría de antenas.

II.1.1. Definición y tipos de antenas.

El diccionario Webster define una antena, como un dispositivo comúnmente metálico (como una barra o un alambre) para radiar o recibir ondas de radio.

Las antenas son, en sus versiones y más comúnmente conocidas, sistemas de alambres y varillas, hechos de un metal conductor de electricidad. La antena sirve para emitir o recibir ondas radioeléctricas en aplicaciones de radiotelegrafía, radiotelefonía, radiodifusión, televisión entre otras aplicaciones. La más sencilla consiste en un simple cable aislado de tierra tendido entre dos puntos a una cierta altura².

² Diccionario Enciclopédico Espasa. Editorial Espasa Calpe, Madrid, 1992. Tomo 2, pp. 809-810.

La antena también optimiza o acentúa la energía radiada en algunas direcciones y las suprime en otras. Así la antena actúa como un dispositivo direccional, que puede cubrir funciones de un dispositivo de sondeo. Es por esto, que en la práctica, las antenas toman diversas formas para cubrir las necesidades que requieren las distintas aplicaciones.

II.1.1.1. Definición.

La IEEE define una antena como “ un medio para radiar o recibir ondas de radio”³. Este concepto es el más general para describir el concepto de antena.

La antena es la estructura de transición entre el espacio libre y la línea de transmisión; está última puede ser una línea coaxial, una guía de onda, etc. que se utilice para transportar energía electromagnética de la fuente de transmisión hacia la antena o de la antena al receptor.

II.1.1.2. Tipos de antenas

Antenas alámbricas - Estas antenas son las más comunes, se pueden ver en cualquier lugar (automóviles, edificios, barcos, aeronaves, naves espaciales, etc.). Existen diversas configuraciones geométricas empleadas en la construcción de las antenas alámbricas, tales como el dipolo, las de rizo (pueden ser circulares, cuadradas, o tener cualquier otra forma) y helicoidales, como las mostradas en la figura 2.1.

³ IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. (IEEE(Std 145-1973). IEEE Transactions on Antennas and Propagation AP-17, No. 3, May 1969, AP-22 No.1 January 1974.

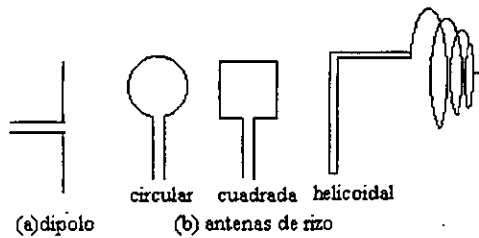


Figura 2.1. Ejemplos de antenas alámbricas.

Antenas de Apertura - Debido a la creciente demanda de formas más sofisticadas de antenas y a la utilización de frecuencias altas. Algunas son la antena de tipo piramidal y cónica así como la guía de onda rectangular. Éstas son muy utilizadas en aplicaciones para naves espaciales y aviones, debido a que pueden ser montadas en la superficie de éstas. Para proteger las antenas de las condiciones del ambiente (lluvia, tormentas, granizo, meteoritos, etc) se cubren con un material dieléctrico. Ver figura 2.2.

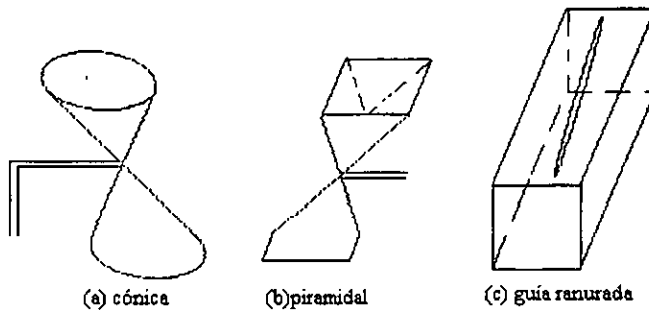


Figura 2.2 Ejemplos de antenas de Apertura

Arreglos de antenas – Existen aplicaciones que requieren características de radiación que no pueden obtenerse con un sólo elemento. Este comportamiento se puede lograr con un conjunto de elementos radiantes con una configuración eléctrica y geométrica, que proporcione como resultado las características de radiación deseadas. La disposición de los arreglos puede ser tal que la radiación de los elementos se suma para dar una radiación máxima en una dirección particular; mínima en otras o de cualquier otra forma según las necesidades de la aplicación.

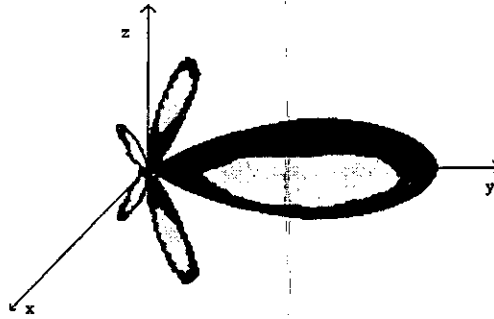
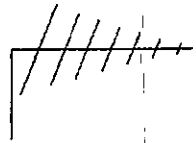


Figura 2.3 Ejemplo del patrón de un arreglo direccional.

El término *arreglo* está reservado para una disposición en la cual los radiadores individuales están separados, un ejemplos típico de arreglo es: Yagi-Uda (comúnmente utilizado para la recepción de señales de televisión), el cual se aprecia en la figura 2.4; sin embargo el mismo término puede ser utilizado para describir un conjunto de radiadores montados en una estructura continua como en el caso de la guía de onda ranurada.



Arreglo Yagi-Uda

Figura 2.4 Ejemplo de arreglo de antenas.

Antenas de reflexión - Debido a la necesidad de comunicarse a grandes distancias, varias formas de antenas son utilizadas para transmitir y recibir señales que viajan a través de miles de kilómetros. El éxito en la exploración del espacio exterior ha resultado en el avance de la teoría de antenas. Una forma de antena para esta aplicación es un reflector parabólico. Este tipo de antenas son construidas para radioastronomía con diámetros de

grandes dimensiones. Estas dimensiones son necesarias para lograr las altas ganancias requeridas para transmitir o para recibir señales después de viajar millones de kilómetros.

Además los reflectores parabólicos son utilizados en enlaces de microondas y enlaces satelitales debido a las ganancias que estos ofrecen. Para estas aplicaciones el tamaño de la antena depende de la ganancia que se necesite, cabe hacer la aclaración que el tamaño está en relación a la longitud de onda de la frecuencia que se esté utilizando. Existen variantes en la forma de alimentar la señal o recibirla en el plato parabólico. Por ejemplo las hay con el alimentador en el centro o con alimentador Cassegrain que utiliza un subreflector al centro y el alimentador en la base del plato. Existen también los platos parabólicos tipo Offset los cuales cuentan con solo una sección del paraboloide teniendo al alimentador en el foco geométrico de la parábola reduciéndose así el tamaño de la antena.

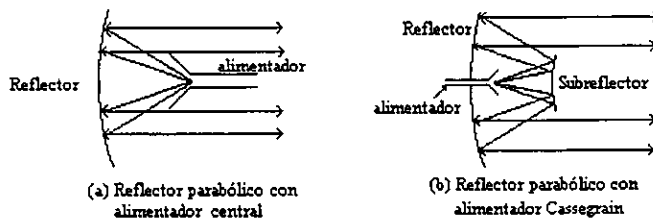


Figura 2.5 Ejemplos de antenas de reflexión

Antenas de lente - Las lentes son utilizadas para colimar la energía divergente que incide y prevenir que se propague en alguna dirección no deseada. Si se utiliza la forma geométrica adecuada, estas pueden transformar varias formas de energía divergente en ondas planas y son utilizadas en la mayoría de las aplicaciones de los reflectores parabólicos especialmente en altas frecuencias; sus dimensiones y peso serían demasiado grandes para bajas frecuencias.

Las antenas de lente son clasificadas de acuerdo a su forma geométrica. Por ejemplo antenas con un índice de refracción $n > 1$ se conocen como convexa-planas, convexa-convexa,

convexa, convexa-cóncava y las de índice $n < 1$ pueden recibir el nombre de cóncava-plana, cóncava-cóncava, o cóncava-convexa.

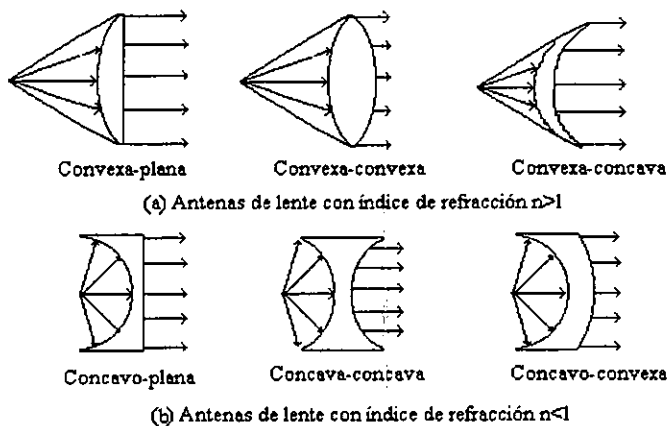


Figura 2.6 Ejemplos de antenas de lente

II.1.2. Radiación de la Antena.

La forma en que se lleva a cabo la radiación en las antenas es un concepto fundamental, para comprender como los campos electromagnéticos generados por la fuente son contenidos y guiados entre la línea de transmisión y la antena y finalmente son separados de la antena para iniciar su propagación en el espacio libre.

Se considera una fuente de tensión conectada a una línea de transmisión de dos conductores la cual está conectada a la antena. Si asumimos que la fuente de voltaje es senoidal, el campo eléctrico entre los conductores también lo será con un periodo igual al de la fuente, siempre y cuando el comportamiento de la línea de transmisión sea lineal.

Una analogía para explicar como las ondas guiadas son separadas de la antena para originar ondas libres (ondas de trayectoria cerrada), se presenta con las perturbaciones generadas en el agua cuando se arroja una piedra al agua estando esta en calma. Una vez que el disturbio es iniciado las ondas son creadas y empiezan a moverse alejándose. Si la perturbación es eliminada las ondas no paran por sí solas, siguen con el curso de su viaje, si continua la

perturbación; nuevas ondas son originadas continuamente con rezago en su viaje detrás de las otras ver figura 2.7.

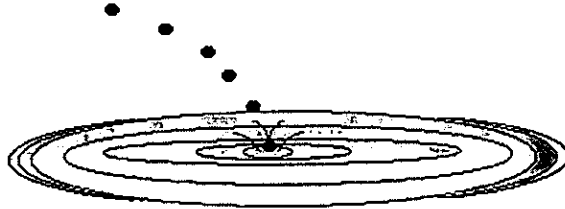


Figura 2.7 Perturbaciones en el agua

En el caso de las ondas electromagnéticas sucede lo mismo cuando son creadas por una perturbación eléctrica; las ondas viajarán dentro de la línea de transmisión, luego en la antena, y finalmente serán radiadas como ondas libres aún si la fuente eléctrica ya no existe; si la excitación continúa se seguirán creando ondas que viajarán atrás de las otras. Esto nos lleva a concluir que las cargas eléctricas son requeridas para excitar los campos eléctricos, pero no necesitan mantenerse para que puedan existir las ondas.

Es decir, cuando las ondas electromagnéticas se encuentran entre la línea de transmisión y la antena, su existencia está asociada con la presencia de las cargas dentro de los conductores. Sin embargo cuando las ondas son radiadas forman ondas cerradas, ya no existen cargas. Esto es una analogía directa con las ondas que se propagan en el agua.

El mecanismo por el cual las líneas de fuerza (electromagnética) son separadas de la antena para formar ondas libres se puede ilustrar con un ejemplo de una antena donde el tiempo de viaje es despreciable. La figura 2.8 nos muestra como las líneas de fuerza creadas entre los brazos de un dipolo corto con alimentación central, alcanza su máximo valor (se asume una variación de tiempo senoidal) y un desplazamiento en dirección radial de $\lambda/4$. El procedimiento que sigue la señal hasta convertirse en onda es:

En el primer cuarto del periodo⁴ las líneas viajan alejándose a una distancia radial de $\lambda/4$, en este ejemplo se asumen que el número de líneas formadas son 3.

Durante el siguiente cuarto de periodo, las líneas originales se desplazan una distancia adicional de $\lambda/4$ (un total de $\lambda/2$ desde el punto inicial), la densidad de carga en los conductores empieza a disminuir. Esto se puede pensar como si se introdujeran cargas opuestas las cuales hubieran neutralizado las cargas en los conductores al final de la primera mitad del periodo.

Las líneas de fuerza creadas por las cargas opuestas son tres y viajan a una distancia de $\lambda/4$ durante el segundo cuarto de la primera mitad.

El resultado final es la existencia de tres líneas de fuerza apuntando hacia arriba en el primer $\lambda/4$ de distancia y el mismo número de líneas dirigidas hacia abajo en el segundo $\lambda/4$. Ya que hay carga neta en la antena entonces las líneas de fuerza deben ser forzadas a separarse de ellas mismas de los conductores y unirse para formar ondas (de trayectoria) cerradas.

En la segunda mitad del periodo, el mismo procedimiento es seguido pero en dirección opuesta. Después el procedimiento es repetido continua e indefinidamente, mientras se mantenga la excitación.

⁴ El periodo es el tiempo necesario para que la onda recorra una distancia de una longitud de onda λ , donde λ representa la distancia entre dos puntos adyacentes que tienen la misma fase.

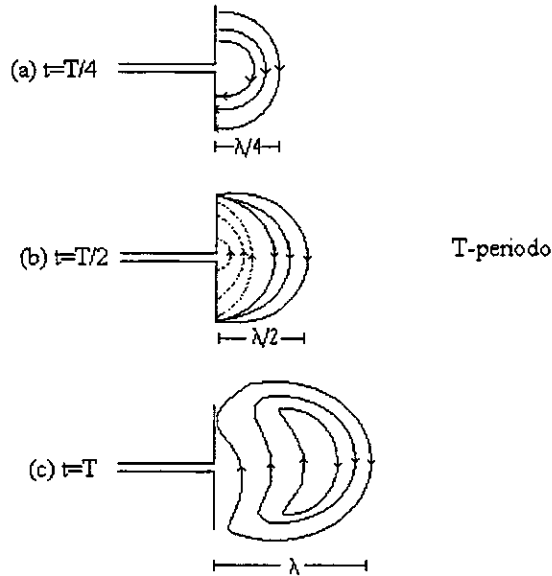


Figura 2.8. Formación y separación de las líneas de campo eléctrico en un dipolo corto.

II.1.3. Parámetros básicos de las antenas.

Para describir el funcionamiento de una antena es necesario definir algunos parámetros. Estos parámetros están interrelacionados y no es necesario que todos sean especificados para una descripción completa del funcionamiento de las antenas. A continuación se describen aquellos relevantes para efectos del presente trabajo.

II.1.3.1. Patrón de radiación.

Se define como una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos el patrón de radiación es determinado en la región de campo lejano y se representa como una función de las coordenadas (rectangulares, esféricas, cilíndricas) direccionales que se utilicen.

Las propiedades de radiación incluyen: la intensidad de radiación, campo de fuerza, fase o polarización. La propiedad de radiación en la mayoría de las antenas corresponde a una

distribución espacial en tres dimensiones de energía radiada como una función de la posición del observador a lo largo de una trayectoria circular de radio constante. Una traza de la potencia recibida en un radio constante es llamada *patrón de potencia*. Por otro lado una gráfica de la variación del campo eléctrico o magnético a lo largo de un radio constante es llamado *patrón de campo*.

En la práctica, los patrones tridimensionales son medidos y guardados en una serie de patrones de dos dimensiones. Ver figura 2.9 Sin embargo, para la mayoría de las aplicaciones prácticas unas pocas gráficas de los patrones con una función de θ (plano de elevación, en coordenadas rectangulares corresponde al plano x-z), para algunos valores particulares de ϕ (plano azimutal, corresponde al plano x-y, en coordenadas rectangulares) sumados a unas gráficas de la función de ϕ para algunos valores particulares de θ , proporcionan la mayoría de la información útil y necesaria.

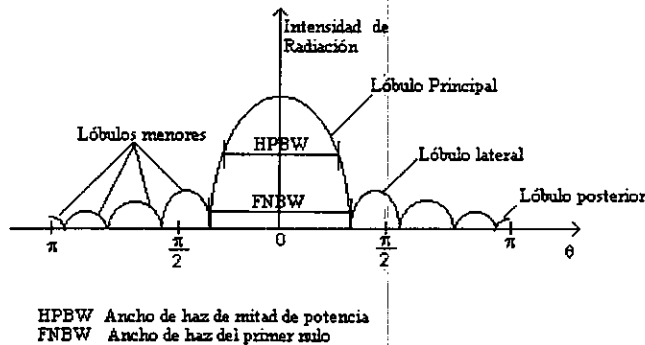


Figura 2.9 Gráfica lineal del patrón de potencias y sus lóbulos asociados con sus anchos de haz

II.1.3.2. Patrón isotrópico.

Un radiador isotrópico está definido como *una antena hipotética que tiene una radiación igual en todas direcciones*. Ejemplo de este tipo de antena es una fuente puntual. Sin embargo es ideal y no es físicamente realizable. El patrón que radia esta antena es

referencia para expresar la propiedad de directividad de las antenas prácticas. La ganancia es constante como se ve en la figura 2.10.

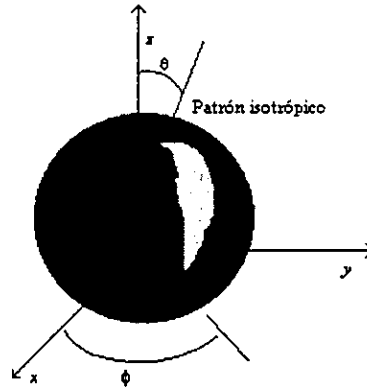


Figura 2.10 Patrón isotrópico

II.1.3.3. Patrón omnidireccional.

Un patrón omnidireccional es un tipo especial de patrón direccional. Es un patrón no direccional en el plano azimutal (plano x - y) [$f(\phi), \theta = \text{constante}$] y direccional en el plano de elevación (plano x - z) [$g(\theta), \phi = \text{constante}$].

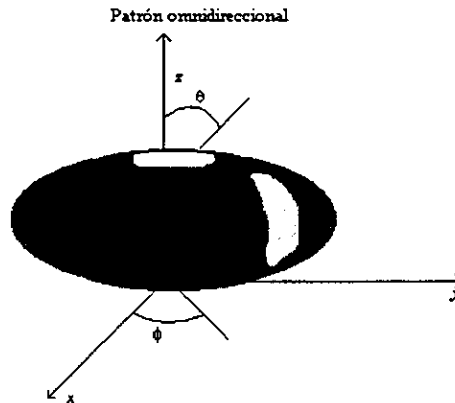


Figura 2.11. Patrón omnidireccional

II.1.3.4. Patrón direccional.

Una antena direccional es una antena que tiene la característica de radiar o recibir ondas electromagnéticas de forma más efectiva en algunas direcciones que en otras. El patrón direccional no es constante respecto a ninguna θ o ϕ .

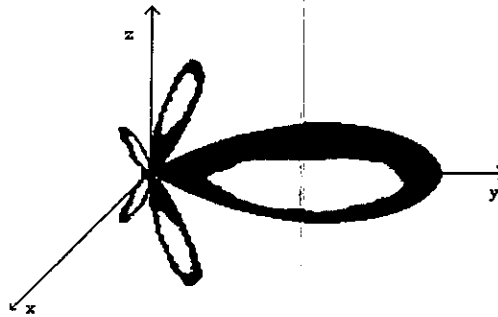


Figura 2.12. Patrón direccional

II.1.3.5. Patrones principales E y H.

El comportamiento de una antena es a menudo descrito en términos de sus principales patrones en los planos **E** y **H**. Para una antena linealmente polarizada el patrón del plano **E** es definido como el plano que contiene el vector de campo eléctrico y la dirección de radiación máxima y el plano **H** es el plano que contienen la magnitud del vector de campo magnético y la dirección de radiación máxima. Sin embargo es muy difícil ilustrar los principales patrones sin considerar un ejemplo específico, es una práctica usual el orientar la mayoría de las antenas de manera que por lo menos uno de los principales planos coincidan con los principales planos geométricos por ejemplo hacer coincidir el plano x-z como el plano principal del plano **E** y el plano x-y como el plano principal del plano **H**. Ver figuras 2.13 y 2.14.

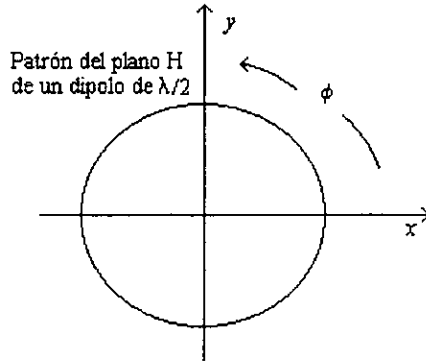


Figura 2.13. Patrón en el plano H

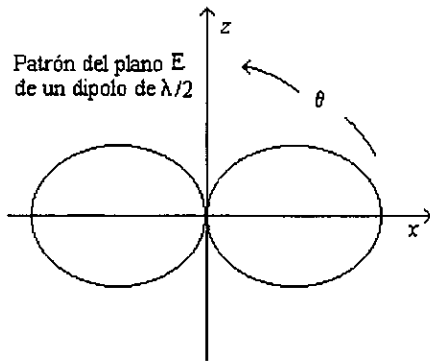


Figura 2.14. Patrón en el plano E

II.1.3.6. Definición de lóbulos de los patrones de radiación.

Las secciones del patrón de radiación son denominadas lóbulos, los cuales son subclasificados en mayor, menor, lateral y posteriores. Un *lóculo de radiación* es una porción del patrón de radiación limitado por regiones de intensidad de radiación relativamente débiles. Algunos son más grandes que otros en cuanto a la intensidad de radiación, pero todos reciben el nombre de lóbulos.

El lóbulo mayor (también llamado haz principal) está definido como el lóbulo que contiene la dirección de la máxima radiación.

El lóbulo menor puede ser cualquiera de los lóbulos excepto el mayor⁵ (ver figura 2.15), este representa la radiación en la dirección no deseada y puede ser minimizado.

El lóbulo lateral es aquel lóbulo de radiación en cualquier otra dirección que el lóbulo mayor. Los lóbulos laterales son normalmente más grandes que los lóbulos menores. Comúnmente el lóbulo lateral es adyacente al lóbulo principal y ocupa el hemisferio en la dirección del haz principal.

El lóbulo posterior se refiere usualmente al lóbulo menor que ocupa el hemisferio en una dirección opuesta al lóbulo mayor (principal). El nivel de lóbulos menores es expresado comúnmente como un cociente de la densidad de potencia en el lóbulo en cuestión entre la potencia del lóbulo mayor. Para una mejor comprensión se puede observar la figura 2.15

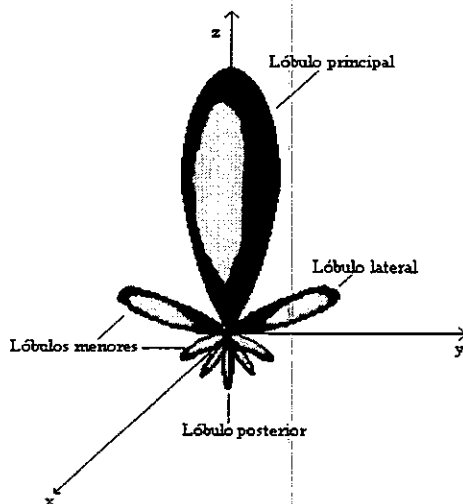


Figura 2.15 Lóbulos de radiación

⁵ Antenna Theory, Balanis Constantine John Wilwy & Sons U.S.A 1982

II.1.3.7. Regiones del campo.

El espacio donde radia la antena es usualmente dividido en tres regiones:

Región de campo cercano reactivo

Región de campo cercano radiante (Fresnel)

Región de campo lejano (Fraunhofer)

Estas regiones son designadas para identificar la estructura del campo en cada una. Sin embargo no existen cambios abruptos en las fronteras. Las fronteras que separan estas regiones no son tersas, sin embargo se establecen criterios de uso común para identificarlas. Ver figura 2.16.

Región reactiva de campo cercano - Es la región del espacio en la que el campo reactivo predomina. Para la mayoría de las antenas, la frontera exterior de esta región es tomada como existente a la distancia $R < 0.62\sqrt{D^3 / \lambda}$ de la superficie de la antena donde λ es la longitud de onda y D es la dimensión más grande de la antena.

Región radiante de campo cercano (Fresnel) - Es la región del espacio de la antena entre la región reactiva y la de campo lejano; en donde los campos radiados predominan y en donde la distribución angular de campo depende de la distancia de la antena. Para una antena ubicada a gran distancia, la podemos suponer localizada en el infinito; la región de campo cercano es algunas veces referida como la región de Fresnel en base a la analogía con la terminología de la óptica. Si la antena tiene una dimensión máxima la cual es muy pequeña comparada a la longitud de onda, esta región de campo puede no existir. La frontera interna es tomada de la distancia $R \geq 0.62\sqrt{D^3 / \lambda}$ y la frontera exterior a la distancia $R < 2D / \lambda$. donde D es la dimensión más grande de la antena. Este criterio está basado en un error máximo de fase de $\pi/8$. En esta región el patrón es en general una función de la distancia radial y la componente radial del campo puede ser apreciable.

Región de campo lejano (Fraunhofer) - Es definida como la región del espacio donde la distribución angular de campo magnético es esencialmente independiente de la distancia desde la antena. Si la antena tiene una dimensión máxima D , el campo lejano es comúnmente tomado como existente a distancias más grandes de $2D / \lambda$ de la antena donde λ es la longitud de onda. Para una antena localizada a gran distancia (se puede suponer en el infinito), la región de campo lejano es algunas veces referida a la región de Fraunhofer en base a la analogía con la terminología de la óptica. En esta región las componentes del campo son esencialmente transversales y la distribución angular depende de la distancia radial donde las mediciones son hechas. La frontera interna es tomada de la distancia radial $R=2D / \lambda$ y la externa en el infinito.

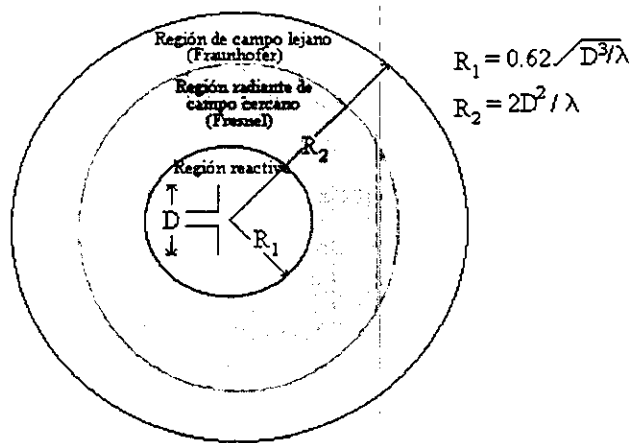


Figura 2.16. Regiones de campo de una antena

II.1.3.8. Densidad de potencia de radiación.

La energía y la potencia están asociadas con los campos electromagnéticos de las ondas. La cantidad usada para describir la potencia asociada con una onda electromagnética es el vector de Poynting definido como:

$$\mathbf{W} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$$

donde \mathbf{W} es el vector instantáneo de Poynting con unidades de W/m^2 , \mathbf{E} es la intensidad de campo eléctrico instantáneo en V/m y \mathbf{H} la intensidad de campo magnético instantáneo en A/m . Debido a que el vector de Poynting representa una densidad de potencia, la potencia total que atraviesa una superficie cerrada puede ser obtenida al integrar la componente normal del vector de Poynting sobre toda la superficie. De esta manera:

$$P = \oiint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} = \oiint_S \mathbf{W} \cdot \hat{n} da$$

donde P es la potencia total instantánea dada en Watts donde ds es la diferencial de superficie, \hat{n} es el vector normal a la superficie y da es el área infinitesimal de la superficie cerrada en m^2 .

Para aplicaciones con campos variables, a menudo es deseable encontrar la densidad de potencia promedio, la cual se obtiene integrando el vector instantáneo de Poynting sobre un periodo y dividiendo entre este mismo. Para las variaciones armónicas del tipo $e^{j\omega t}$, se definen los campos complejos \mathbf{E} y \mathbf{H} los cuales están relacionados a sus contrapartes instantáneas por las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}(x, y, z; t) &= \text{Re}[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \\ \mathcal{H}(x, y, z; t) &= \text{Re}[\mathbf{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \end{aligned}$$

Estas se pueden representar en forma de fasores y utilizando propiedades de los números complejos se puede volver a escribir la expresión para el vector de Poynting como:

$$\mathbf{W} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] + \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}e^{j2\omega t}]$$

El primer término de la expresión anterior no es una función del tiempo y las variaciones en el segundo término son dos veces la frecuencia dada. Entonces podemos expresar la densidad de potencia promedio (el vector de Poynting promedio en el tiempo) como un

medio de la parte real del producto cruz de la intensidad de campo eléctrico \mathbf{E} , con el conjugado de la intensidad de campo magnético \mathbf{H}^* . El factor de un medio aparece debido a que los campos \mathbf{E} y \mathbf{H} representan los valores pico. La parte real de $(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*)/2$ representa el promedio de la potencia real y la parte imaginaria representa la densidad de potencia reactiva asociada a los campos electromagnéticos.

La potencia promedio radiada por una antena puede ser escrita como:

$$P_{rad} = P_{av} = \oiint_S \mathbf{W}_{rad} \cdot d\mathbf{s} = \oiint_S \mathbf{W}_{av} \cdot d\mathbf{s} = \frac{1}{2} \oiint_S \text{Re}(\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s}$$

El patrón de potencia de una antena es una medición, que depende de la dirección y de la densidad de potencia promedio radiada por una antena. Las observaciones son realizadas comúnmente en una esfera de radio constante en la región del campo lejano. El funcionamiento de la antena es medido en términos de la ganancia y en términos de los patrones de potencia relativa.

II.1.3.9. Intensidad de radiación.

La intensidad de radiación en una dirección dada se define como “la potencia radiada de una antena por unidad de ángulo sólido”. La intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano, y puede obtenerse multiplicando la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia. En forma matemática:

$$U = r^2 W_{rad}$$

donde U es la intensidad de radiación cuya unidades son W/unidades de ángulo sólido y W_{rad} , la densidad de radiación y unidades de W/m^2 .

La intensidad de radiación también se relaciona con el campo eléctrico de una antena (en la zona de campo lejano). La potencia total puede ser obtenida integrando la intensidad de radiación sobre un ángulo sólido de 4π en un sistema de coordenadas esféricas:

$$P_{rad} = \oint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin\theta \, d\theta \, d\phi$$

donde $d\Omega$ es el elemento de ángulo sólido y que es igual $\sin\theta \, d\theta \, d\phi$.

II.1.3.10. Directividad.

La directividad de una antena está dada por el cociente de la máxima intensidad de radiación (potencia por unidad de ángulo sólido) entre la intensidad de radiación promedio. Lo anterior es equivalente a decir que, la directividad de una fuente no isotrópica es igual al cociente de la intensidad de radiación máxima sobre la intensidad de una fuente isotrópica. Matemáticamente se expresa la directividad como:

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad \text{donde} \quad U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi}$$

Este parámetro es adimensional. U_0 , representa la intensidad de radiación de una fuente isotrópica y U_{max} es la máxima intensidad de radiación, ambas tienen unidades de Watts/unidades de ángulo sólido. P_{rad} es la potencia total radiada en Watts.

La directividad de una fuente isotrópica es unitaria, ya que su potencia es radiada igualmente en todas direcciones. Para otro tipo de fuentes, la directividad siempre será más grande que la unidad, y esta es una “figura de mérito” relativa la cual proporciona una indicación de las propiedades directivas de la antena, al compararla con una fuente isotrópica (ideal).

II.1.3.11. Ganancia.

La ganancia de una antena es un parámetro útil para describir el funcionamiento de ésta. Este parámetro está relacionado íntimamente con la directividad, la ganancia toma en cuenta la eficiencia de la antena así como sus capacidades directivas.

Se definen tipos de ganancia para una antena:

Ganancia de potencia

Ganancia relativa

La *ganancia de potencia* de una antena en una dirección dada se define como: 4π veces el cociente de la intensidad de radiación en aquella dirección entre la potencia neta aceptada por la antena de un transmisor conectado. Cuando no se establece la dirección la ganancia de potencia se toma comúnmente en dirección de la máxima radiación.

En general, podemos expresar la ganancia como:

$$G = 4\pi \frac{\text{intensidad de radiación}}{\text{potencia total de entrada}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}}$$

se puede observar que la ganancia es un parámetro adimensional.

La *ganancia relativa*, se define como el cociente de la ganancia de potencia en una dirección dada entre la ganancia de potencia de una antena de referencia en la misma dirección. La potencia de entrada debe ser la misma para ambas antenas aunque la antena de referencia puede ser un dipolo, una corneta o cualquier otra cuya ganancia pueda ser calculada o sea conocida.

La ganancia puede ser expresada en términos de decibeles en lugar de emplear una escala lineal. Si consideramos que:

$$P_{rad} = e_t P_{in}$$

donde e_t es la eficiencia total de la antena se puede observar entonces que la ganancia puede expresarse como:

$$G = e_t \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right]$$

La expresión anterior se relaciona con la ganancia directiva, mediante:

$$G(\theta, \phi) = e_t D_g(\theta, \phi)$$

El máximo valor de la ganancia directiva se relaciona con la directividad de la antena. De esta forma:

$$G_0 = G(\theta, \phi) |_{\max} = e_r D_g(\theta, \phi) |_{\max} = e_r D_0$$

Así observamos que la fórmula de conversión esta dada por:

$$G_0(\text{dB}) = 10 \log_{10} [e_r D_0]$$

donde e_r es la eficiencia de la antena (adimensional) y D_0 que es la directividad de la antena, la cual también es una cantidad adimensional.

II.1.3.11. Eficiencia de una antena.

La eficiencia total de una antena e_t es usada para tomar en cuenta las pérdidas desde las terminales de entrada hasta su interacción con el espacio libre. Estas pérdidas se deben, entre otros factores a reflexiones provocadas por una mal acoplamiento entre la línea de transmisión y la antena y a pérdidas de potencia en los conductores y dieléctricos. Ver figura 2.17.

En general, se puede expresar la eficiencia total de una antena como:

$$e_t = e_r e_c e_d,$$

donde:

e_t es la eficiencia total.

$e_r = (1 - |\Gamma|^2)$ es la eficiencia de reflexión.

e_c es la eficiencia de conducción.

e_d es la eficiencia del dieléctrico.

todas estas cantidades son adimensionales.

Γ es el coeficiente de reflexión de voltaje en las terminales de entrada de la antena y esta definido como:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

donde Z_{in} es la impedancia de entrada y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión.

Comúnmente e_c y e_d de son difíciles de calcular, pero se pueden determinar experimentalmente. Ver figura 2.17.

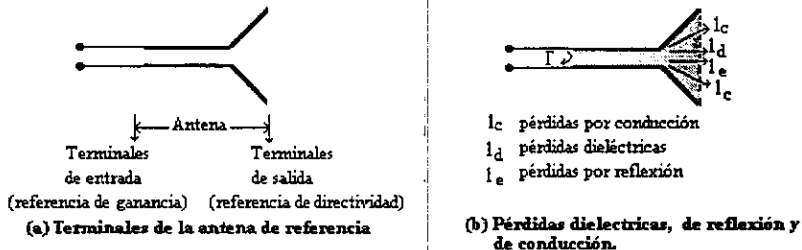


Figura 2.17. Terminales de referencia y pérdidas de una antena

II.1.3.12. Ancho de haz de media de potencia.

El ancho de haz de media potencia se define dentro del plano que contiene la dirección del máximo del haz, como el ángulo ente las dos direcciones en las cuales la intensidad de radiación es la mitad del valor máximo del haz.

El término ancho de haz es usado para describir el ángulo entre dos puntos cualesquiera. En este caso los puntos específicos de un patrón deben ser descritos para evitar confusión. Comúnmente el término ancho de haz por si sólo esta reservado para describir el ancho de haz a 3 dB. Ver figura 2.18.

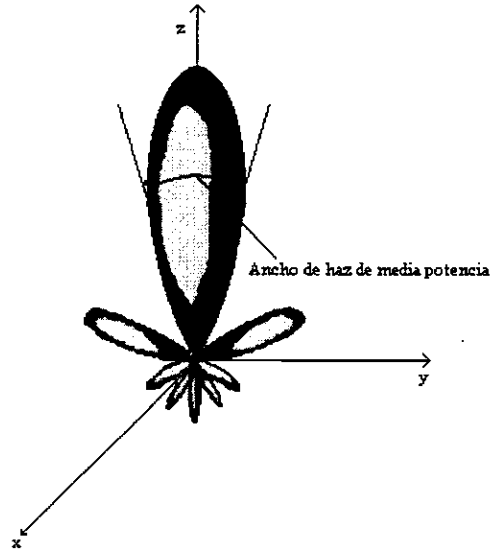


Figura 2.18. Ancho de haz de media potencia.

II.1.3.13. Ancho de banda de una antena.

El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias entre las cuales el funcionamiento de la antena, con respecto a algunas características preestablecidas, se sujeta a normas específicas. Esto es el ancho de banda puede ser considerado como aquel intervalo de frecuencias dentro del cual las características de la antena (tales como la impedancia de entrada, el patrón, el ancho de haz, la polarización, el nivel de los lóbulos laterales, la ganancia, etc.) se encuentran dentro de límites de valores aceptables.

Para las antenas de banda ancha, el ancho de banda se expresa comúnmente como el cociente de la frecuencia más alta entre la más baja para que se cuente con una operación aceptable. Por ejemplo un ancho de banda de 10:1, indica que la frecuencia más alta es diez veces más grande que la baja.

Para antenas de banda angosta, el ancho de banda se expresa como un porcentaje de la diferencia de frecuencias (la máxima menos la mínima) sobre la frecuencia central de la

banda de paso. Un ancho de banda del 5%, por ejemplo, indica que la diferencia de frecuencia para una operación aceptable es el 5% de la frecuencia central de la banda de paso.

No existe una caracterización única del ancho de banda; las especificaciones se establecen en cada caso para satisfacer las necesidades de una aplicación en particular. Generalmente se realiza una distinción entre las variaciones en el patrón y la impedancia de entrada. El *ancho de banda del patrón* y el *ancho de banda de la impedancia* son utilizados para enfatizar esta diferencia. La ganancia, el nivel de lóbulo lateral, el ancho de haz, la polarización y la dirección de haz están asociadas al ancho de banda del patrón, mientras que la eficiencia de radiación y la impedancia de entrada están relacionadas con el ancho de banda de la impedancia.

II.1.3.14. Apertura de una antena.

El concepto de apertura es más fácil de conocer si consideramos una antena receptora. Considérese antena de corneta sumergida en un campo de una onda electromagnética plana uniforme como se muestra en la siguiente figura:

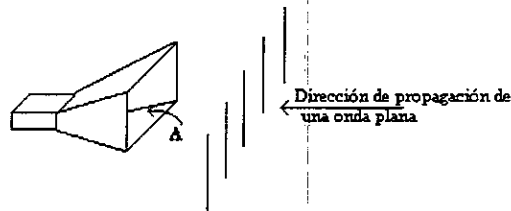


Figura 2.19. Onda plana incidente en una antena de corneta con apertura A

Sea W , el vector de Poynting o la densidad de potencia de la onda plana dado en watts por metro cuadrado y el área de la boca de la corneta sea A en metros cuadrados. Si la antena de corneta extrae toda la potencia de la onda sobre su área A , entonces la potencia total absorbida de la onda es:

$$P = W A \text{ (Watts)}$$

Entonces para la corneta, la potencia total se extrae de la onda que pasa siendo proporcional a la apertura o área de la boca de la corneta.

II.1.3.15. Apertura efectiva.

La apertura efectiva o área efectiva, se define como el cociente de la potencia entregada a la carga entre la densidad de potencia incidente. Matemáticamente la podemos escribir como:

$$A_e = \frac{P_T}{W_i} = \frac{|I_T|^2 R_T / 2}{W_i}$$

donde A_e es la apertura efectiva en m^2 , P_T potencia entregada a la carga en Watts y W_i la densidad de potencia de la onda incidente cuyas unidades son W/m^2 .

La apertura efectiva es el área que, cuando es multiplicada por la densidad de potencia incidente corresponde a la potencia entregada a la carga. La apertura efectiva de una antena no es necesariamente la misma que la apertura física.

II.1.3.16. Altura efectiva.

La altura efectiva h (en metros) de una antena es otro parámetro relacionado con la apertura. Al realizar el producto de la altura efectiva con el campo incidente E (volts/metro) de la misma polarización nos proporciona el voltaje inducido V . Entonces $V=hE$, de acuerdo a esta ecuación, la altura efectiva puede definirse como el cociente del voltaje inducido entre el campo incidente:

$$h = \frac{V}{E}$$

Otra manera de definir la altura efectiva es considerar el caso de transmisión e igualar la altura efectiva a la altura física, y multiplicarla por la corriente promedio (normalizada). De esta manera despejando h :

$$h_e = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I(z) dz = \frac{I_{av}}{I_0} h_p$$

donde h_e es la altura efectiva, h_p es la altura física ambas dadas en metros y I_{av} es la corriente promedio, con unidades en amperios.

La altura efectiva es un parámetro útil para las antenas de transmisión tipo torre. Sin embargo el parámetro más usado es la apertura efectiva, que tiene aplicación para cualquier tipo de antena. Ambos parámetros están relacionados como a continuación se muestra:

Para una antena con resistencia de radiación R_r , acoplada a su carga, la potencia entregada a la carga es igual a:

$$P = \frac{1}{4} \frac{V^2}{R_r} = \frac{h_e^2 E^2}{4 R_r}$$

En términos de la apertura efectiva la misma potencia esta dada como:

$$P = S A_e = \frac{E^2 A_e}{Z_0}$$

donde Z_0 es la impedancia intrínseca del medio (377Ω). Con las expresiones anteriores podemos igualar y entonces se obtienen:

$$h_e = 2 \sqrt{\frac{R_r A_e}{Z_0}} \quad \text{y} \quad A_e = \frac{h_e Z_0}{4 R_r}$$

Se observa que la altura efectiva y la apertura efectiva se relacionan por la resistencia de radiación y la impedancia intrínseca del espacio.

II.1.3.17. Temperatura de una antena.

Todos los objetos con una temperatura física por encima del cero absoluto ($0^\circ\text{K} = -273^\circ\text{C}$) radian energía. La cantidad de energía radiada es comúnmente representada por una temperatura equivalente T_B , mejor conocida como temperatura de radiación "brightness" y se define como:

$$T_B(\theta, \phi) = \varepsilon(\theta, \phi)T_m = (1-|\Gamma|^2)T_m$$

donde T_B es la temperatura de radiación (equivalente a la temperatura $^\circ\text{K}$), ε es la emisividad, la cual es adimensional y T_m es la temperatura molecular o física en grados Kelvin. $\Gamma(\theta, \phi)$, es el coeficiente de reflexión de la superficie para la polarización de la onda.

Debido a que los valores de la emisividad se encuentran entre 0 y 1, el valor máximo que puede alcanzar la temperatura de radiación es igual a la temperatura molecular. Por lo general la emisividad es una función de la frecuencia de operación, polarización de la energía emitida y de la estructura molecular del objeto. Algunos de los mejores emisores naturales de energía a las frecuencias de microondas son:

- (a) la tierra con una temperatura equivalente a los 300°K .
- (b) el cielo con una temperatura equivalente a los 5°K cuando avanza hacia el cenith y cerca de los $100\text{-}150^\circ\text{K}$ hacia el horizonte.

La temperatura de radiación emitida por las diferentes fuentes es interceptada por la antena y aparece en sus terminales como la temperatura de la antena. La temperatura se relaciona con el patrón de ganancia de la antena, la siguiente expresión nos indica como se realiza esta comparación:

$$T_A = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_B(\theta, \phi) G(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi}$$

donde T_A es la temperatura de la antena (temperatura efectiva de ruido de la resistencia de la antena de radiación en °K) y $G(\theta, \phi)$ patrón de ganancia (potencia) de la antena.

II.1.3.18. Relación de directividad y máxima Apertura de una antena.

Existe una importante relación entre la apertura efectiva y la directividad de todas las antenas como se mostrará a continuación.

Si se considera un campo eléctrico E_r a una gran distancia en la dirección de propagación hacia la apertura que radia. Si la intensidad de campo en la apertura es constante e igual a E_a (volts por metro), la potencia radiada está dada por:

$$P = \frac{|E_a|^2}{Z} A$$

donde A es la apertura de la antena, en m^2 y Z es la impedancia intrínseca del medio en Ohms (Ω).

La potencia radiada puede también estar expresadas en términos de la intensidad de campo eléctrico E_r (volts por metro) a una distancia r por:

$$P = \frac{|E_r|^2}{Z} r^2 \Omega_A$$

donde Ω_A es el haz de ángulo sólido de la antena el cual se encuentra en esterradianes (sr).

Las intensidades E_r y E_a están relacionados por la siguiente expresión:

$$|E_r| = \frac{|E_a| A}{r \lambda}$$

donde λ es la longitud de onda, expresada en metros.

Sustituyendo la última expresión en la ecuación de la potencia radiada expresada en términos de la intensidad y después igualándola a la primera nos lleva:

$$\lambda^2 = A \Omega_A$$

donde λ es la longitud de onda en metros, A es la apertura de la antena y Ω_A es el haz de ángulo sólido en esterradianes.

En la expresión anterior el valor de A es el de la apertura física A_p , si el campo es uniforme sobre la apertura, pero en general A es la apertura máxima efectiva A_{em} (considerando que las pérdidas son iguales a cero). Entonces:

$$\lambda^2 = A_{em} \Omega_A$$

Es importante observar que A_{em} está determinada enteramente por el patrón de haz del área A . De acuerdo a esta relación, el producto de la máxima apertura efectiva de una antena por el haz de ángulo sólido es igual al cuadrado de la longitud de onda. Esta última igualdad se puede aplicar a todas las antenas, entonces tenemos que la directividad esta dada:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} A_{em}$$

Por simplicidad A_e es sustituida por A_{em} , y se supone que no existen pérdidas.

II.1.3.19. Ecuación de Transmisión de Friis.

La ecuación de Transmisión de Friis relaciona la potencia recibida con la potencia transmitida entre dos antenas separadas por una distancia $R > 2D^2/\lambda$, donde D es la dimensión más grande de cada antena. Refiriéndose a la figura se asume que la antena de transmisión es inicialmente isotrópica. Si la potencia de entrada en las terminales de la antena transmisora es P_0 , entonces su densidad de potencia W_0 a la distancia R de la antena es:

$$W_0 = e_v \frac{P_0}{4\pi R^2}$$

donde e_u es la eficiencia total de la antena de transmisora. Para una antena transmisora no isotrópica, la potencia expresada en la ecuación anterior en dirección de θ_s, ϕ_s , puede ser escrita como:

$$W_t = \frac{P_t G_{0t}(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} = e_u \frac{P_t D_{gt}(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2}$$

donde G_{0t} es la ganancia y D_{gt} es la ganancia directiva de la antena en dirección θ_t y ϕ_t . Entonces la apertura efectiva A_e de una antena está relacionado con su eficiencia e_{tr} y con su ganancia directiva por:

$$A_e = e_{tr} D_{gr}(\theta_r, \phi_r) \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right)$$

la cantidad de potencia P_r captada por la antena receptora puede escribirse utilizando las dos últimas expresiones y el factor de pérdida de polarización como:

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} e_{cdi} (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) D_{gt}(\theta_t, \phi_t) D_{gr}(\theta_r, \phi_r) |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2$$

Para antenas polarizadas y acopladas, las cuales se alinean para una radiación direccional máxima y óptima recepción, la expresión se reduce a:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_{0t} G_{0r}$$

Esta ecuación se conoce con el nombre de ecuación de Friis y relaciona la potencia P_r (entregada a la carga del receptor) con la potencia de entrada a la antena transmisora P_t , el término $(\lambda/4\pi R)^2$ es llamado el factor de pérdida en el espacio libre y toma en cuenta las pérdidas debidas a la dispersión esférica de la energía en la antena.

II.2 Arreglos de antenas

Como ya se mencionó los arreglos de antenas, son un tipo de antena que se utilizan para aplicaciones que requieren de características de radiación que no pueden obtenerse con un sólo elemento. Los arreglos de antenas están formados de una matriz de fuentes discretas. Las fuentes discretas radian individualmente, pero el patrón de radiación del arreglo es también determinado por la amplitud y fase de los campos de excitación en cada fuente y la geometría del espacio de las fuentes.

En muchos sistemas de comunicación punto a punto, un haz de radiación altamente directivo puede ofrecer grandes ventajas. Esto se puede lograr con un conjunto de elementos radiantes (dipolos, antenas de corneta u otros elementos de radiación), dispuestos de forma tal que proporcionen la directividad y forma de haz deseados. Determinando el número de elementos, la distancia entre estos, la corriente máxima en cada elemento y la fase de la corriente en cada elemento; se puede lograr diversos patrones de radiación y diferentes valores de directividad. Un haz directivo se traduce en una mayor ganancia de la antena. Los arreglos sencillos ofrecen ganancias de 10 a 15 dB más que un dipolo de media onda.

Un incremento en la ganancia de una antena permite una reducción en la potencia del transmisor, es decir, si la ganancia de una antena se ve afectada por un factor de 10; la potencia de transmisión se puede reducir 10 veces para la transmisión de una señal. Además si la antena receptora también tiene una ganancia de afectada por un factor 10, otra reducción de 10 veces en la potencia de transmisión se puede permitir sin afectar el funcionamiento del sistema.

Para analizar los arreglos se establece un método básico, que considera un arreglo general. Este arreglo consiste de N antenas idénticas con la misma orientación pero excitadas con amplitudes relativas C_i y fases α_i para la i -ésima antena. Donde la posición de la i -ésima antena esta dada por el vector \mathbf{r}_i , como referencia se supone al campo eléctrico radiado por la antena que se encuentra en el origen y posee un coeficiente de excitación unitario

$$E(r) = f(\theta, \phi) \frac{e^{-j k_0 r}}{4\pi r}$$

donde $f(\theta, \phi)$ describe el patrón de radiación de campo eléctrico de un elemento del arreglo. En la región de radiación donde $|r| \gg r_i$, los rayos de todas las antenas del arreglo son esencialmente paralelos. Así la distancia de la i -ésima antena al punto de interés en la zona de campo lejano es $R_i = r - a_i \cdot r_i$. El campo distante producido por la i -ésima antena sufre un retardo por propagación en fase por una cantidad $k_0 a_i \cdot r_i$ menor a la de la antena de referencia en el origen. Cuando los retardos por propagación de fase son diferentes y las amplitudes y fases de excitación son tomados dentro de el campo resultante de todas las antenas en el arreglo, resultan las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} E(r) &= \sum_{i=1}^N C_i e^{j\alpha_i} f(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r + jk_0 a_i \cdot r_i}}{4\pi r} \\ &= f(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \sum_{i=1}^N C_i e^{j\alpha_i + jk_0 a_i \cdot r_i} \end{aligned}$$

En esta expresión se usa R_i se usa $R_i \approx r$ en la amplitud el factor $1/r$. Es importante hacer notar que aunque R_i y r difieren por menos de una centésima, la aproximación puede ser utilizada en la función exponencial. Una diferencia de longitud de onda corresponde a un cambio de fase de 360° . Estas diferencias en las fases debida a las diferentes longitudes de la trayectoria de las antenas en el arreglo son de fundamental importancia en el control de los efectos de interferencia que permiten realizar un cambio del haz directivo o de la radiación que va a ser formada.

El patrón total de radiación es la multiplicación del patrón debida a una fuente individual o elemento, llamado *factor de elemento* y el patrón de un arreglo de fuentes omnidireccionales, conocido como *factor de arreglo*. La teoría de arreglos es ampliamente tratada con el factor de arreglo y la síntesis de un arreglo para generar un factor de arreglo en particular.

Comúnmente las fuentes individuales deben ser de elementos de baja directividad así los patrones totales dependen muy poco del factor de elemento; aunque a veces los elementos de alta directividad son usados; en este caso ambos factores son importantes. Los elementos típicos son dipolos, monopolos, ranuras en guías de onda, guías de onda abiertas y radiadores.

La elección del tipo de elemento depende de la frecuencia de operación y otros factores tales como la capacidad de potencia manejada, la polarización deseada, los arreglos de alimentación y las limitaciones mecánicas.

El comportamiento general de los arreglos se puede predecir con buena precisión asumiendo que el principio de multiplicación⁶ es válido. En el estudio de los arreglos es usual enfocar la atención en el factor de arreglo ya que en un arreglo con alta directividad las antenas comúnmente tienen un patrón muy amplio, y la mayor parte del efecto de la directividad está constituida por el factor del arreglo.

II.2.1 Arreglos lineales.

El arreglo puede ser unidimensional con los elementos en línea, los cuales forman un arreglo lineal, o pueden ser de dos dimensiones con los elementos dispuestos en o alrededor de un círculo o rectángulo. Comúnmente los elementos son igualmente espaciados para reducir el número de variables en el diseño total. El concepto básico (la fase entre elementos es constante) ha sido implementado en una gran variedad de diferentes formas. Dos ejemplos importantes de este tipo de arreglos son los tipo Broadside y los End Fire. Ver Figuras. 2.20 2.21.

En el caso de los arreglos Broadside la máxima radiación ocurre normal al eje del arreglo y esto es consecuencia de que todos los elementos tienen alimentación en fase. Poseen la propiedad de que su ancho de haz es inversamente proporcional a la longitud del arreglo medida en longitudes de onda.

⁶ La multiplicación del factor de arreglo por el factor del elemento.

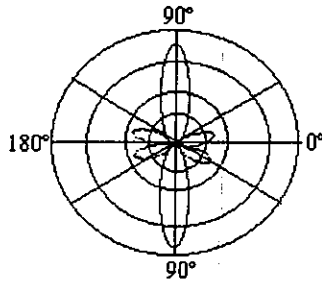


Figura 2.20. Patrón de radiación de un arreglo tipo broadside $\theta_0=90^\circ$

En el caso de los arreglos End Fire el máximo del haz coincide con el eje del arreglo. El cambio de fase se realiza de elemento a elemento en el eje; el ancho de haz es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la longitud de onda medida en longitudes de onda, este no es tan angosto como en el caso de los arreglos tipo Broadside.

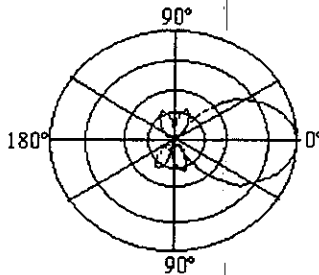


Figura 2.21. Patrón de radiación de un arreglo tipo End Fire $\theta_0=0^\circ$

II.2.2. Arreglos de fase.

Anteriormente se habló de como obtener la mayor radiación de un arreglo, esto es controlando la fase de la excitación entre los elementos, en la dirección normal (broadside) y a lo largo del eje (end-fire) del arreglo. Es entonces lógico asumir que la radiación máxima puede ser orientada en cualquier dirección para formar un arreglo dirigido.

Si la diferencia de fases progresivas entre los elementos es controlada por cambiadores de fase en cada línea de alimentación del elemento, el control de la dirección del haz puede

ser obtenida electrónicamente así el haz puede ser dirigido a cualquier sector angular deseable. Este es el principio de operación básico del arreglo de fase. En la práctica esto se lleva a cabo electrónicamente utilizando cambiadores de fase de ferrita. El cambiador de fase esta controlado por el campo magnético en la ferrita, el cual a su vez es controlado por la cantidad de corriente que fluye entre los conductores que rodean el cambiador de fase.

Este tipo de arreglo es particularmente atractivo para búsqueda electrónica donde la dirección del haz principal es controlada electrónicamente mediante cambios de fase de las señales aplicadas a los elementos individuales.

La idea de combinar el potencial de la electrónica con las características direccionales de los arreglos, nos ha llevado a usar técnicas de procesamiento de señales y arreglos adaptables para guiar electrónicamente los haces. El resultado de esta combinación es los arreglos de procesamiento de señales y los arreglos adaptables. En estos últimos el patrón de radiación del arreglo se adapta por sí solo bajo el control de una computadora a una situación particular. Este tipo de arreglos se utiliza en la estación base de comunicaciones móviles, en comunicaciones satelitales, etc.

II.2.3. Síntesis de patrón del arreglo.

Para poder lograr un haz angosto, se elige de manera adecuada la fase de cada elemento. La fase relativa controla la interferencia entre la radiación producida por cada elemento de manera que permita la formación del haz de radiación. Si las amplitudes de la excitación también se varían de elemento a elemento, entonces esto nos proporciona un control que puede modificar la forma y el ancho del haz principal y la ubicación y magnitud de los lóbulos laterales. Así es posible sintetizar un patrón de radiación que se aproxime más a un patrón especificado anteriormente.

Existen diferentes métodos que se han desarrollado para síntesis de arreglos; entre estos se encuentran:

Método de Series de Fourier - En este el factor de arreglo esta formado por las amplitudes de la excitación del arreglo y representadas por los coeficientes de una serie finita cosenoidal de Fourier, es decir cada coeficiente forma la excitación para cada elemento del arreglo. El patrón se especifica sobre un periodo completo, si utilizamos un arreglo grande, entonces la función expresada como serie de Fourier proporciona una buena adaptación del patrón deseado.

Arreglos Binomiales - En estos el factor de arreglo se elige como una expansión binomial, donde los coeficientes binomiales definen la excitación de los elementos del arreglo. El patrón de este arreglo se caracteriza por la ausencia de lóbulos laterales. La principal desventaja es que el haz de potencia media es más amplio que para el arreglo uniforme y la directividad es baja.

Arreglos Polinomiales - En este tipo de arreglos el factor de arreglo se puede representar como una serie polinomial donde se define una variable compleja, de forma tal que el factor de arreglo puede expresarse en términos de una nueva variable en un polinomio de orden N . Esta representación fue presentada por Schelkunoff ⁷ y tiene la ventaja de que las propiedades polinomiales se relacionan con las propiedades del patrón. El factor de arreglo se puede escribir como un producto de factores y utilizando esta propiedad podemos aplicarlo a arreglos en dos dimensiones. En general este tipo de arreglos reduce los niveles de los lóbulos laterales como resultado de un decremento en la directividad y un aumento del haz principal.

Arreglos de Chebychev - Un criterio de diseño que a menudo se elige para producir el haz principal lo más angosto posible para un nivel de lóbulos laterales dado o contrariamente dado un ancho de haz, producir el nivel más pequeño de lóbulos laterales. Si tenemos el polinomio con estas propiedades se puede determinar fácilmente los requerimientos de la distribución de la corriente en el arreglo. Este tipo de series polinomiales se conocen como

⁷ S. A. Schelkunoff, 'A Mathematical Theory of Linear Arrays' Bell System Tech. J., vol. 22, no. 1, 1943 pp.80-107.

los polinomios de Chebyshev que pueden adaptarse al diseño de arreglos óptimos de acuerdo al criterio que se elija. El método fue introducido por Dolph debido a esto también son llamados arreglos de Dolph-Chebychev.

Los mecanismos de radiación de las antenas, los parámetros de éstas y los tipos de arreglos vistos, permiten entender los conceptos básicos para el análisis y el diseño de arreglos. Los arreglos tienen una característica importante: la señal de entrada y/o salida de cada fuente, puede estar disponible individualmente, y esto permite modificar el patrón de radiación del arreglo; ya que el patrón es determinado por la amplitud y fase de los campos de excitación de las fuentes. Esta característica abre la posibilidad de un gran variedad de esquemas de procesamiento que pueden implementarse para manejar el desempeño de los sistemas de antenas para diferentes aplicaciones.

El enfoque de este capítulo es básicamente informativo, y pretende proporcionar las herramientas necesarias para poder abordar la teoría de arreglos adaptivos.

CAPÍTULO III.

Antenas Inteligentes.

Objetivo:

Describir las características de una antena inteligente. Presentar los arreglos básicos de una antena adaptiva, como base para la realización de una antena inteligente.

III. Antenas inteligentes.

III.1. Definición.

Un sistema de antena inteligente es la combinación de un arreglo y esquema para un procesamiento de señales capaz de optimizar el proceso para la radiación de transmisión o recepción, dependiendo de las características de la aplicación y de las condiciones del ambiente en que se encuentre.

Una analogía sencilla para entender el concepto de una antena inteligente es la de una persona con los ojos cerrados, que se encuentra en una habitación y es capaz de ubicar la procedencia de un sonido. Esto se debe a que sus oídos (*sensores acústicos*) reciben la señal en diferente tiempo debido a que el recorrido de la señal sonora a cada uno de los oídos es diferente.

Una vez que la señal fue captada, el cerebro (*procesador de señales*) efectúa los cálculos necesarios para correlacionar la información recibida con el fin de localizar la fuente que generó el sonido.

El cerebro también efectúa una suma adecuada con el fin de enfatizar la señal recibida permitiendo así escuchar el doble en la dirección de interés.

Las antenas inteligentes realizan un proceso similar, pero en lugar de utilizar 2 sensores ocupan 4, 6, ó 12; lo que ayuda a recibir mejor la señal de interés, además que las antenas no sólo reciben sino también radia por lo que pueden dirigir la energía de una manera más eficiente con la finalidad de que el receptor reciba mejor la señal enviada.

En realidad lo que se define como inteligente (en sentido figurado) es el sistema que integrado por un arreglo con determinada ganancia y un esquema para el procesamiento digital de señales.

III.2. Tipos de antena inteligentes.

Los sistemas de antenas inteligentes se pueden clasificar en dos grupos.

Haz conmutado – Conformado por un número finito de haces predeterminados que son activados siguiendo un criterio preestablecido (como puede ser por sectores), que responde a las necesidades de operación.

Arreglo adaptable – Son arreglos geométricos de antenas que al contar con un procesador adaptable, pueden generar un número infinito de patrones que se ajustan en tiempo real.

III.2.1 Antecedentes históricos.

El término “*antena adaptable*” fue usado por primera vez por Van Atta⁸ en 1959 para describir a una antena que radia automáticamente en dirección de donde ha recibido una señal deseada siendo un sistema retrodirectivo, sin un conocimiento previo de la dirección de la cual se transmite. Los arreglos retrodirectivos se han aplicado en sistemas punto a punto en comunicaciones satelitales, utilizando una potente señal piloto; estos pueden superar las limitaciones del ancho de haz común (la directividad también), ya que el arreglo automáticamente regresa la señal piloto a su estación de origen, por lo tanto permite el uso de varios elementos de alta directividad.

El desarrollo del PLL (*phase locked loop*) fue otro gran paso que hizo posible los arreglos de auto-orientación o controlados por fase. Los arreglos de fase pueden definirse como un arreglo en el cual cada elemento es independiente en cuanto a su fase, esta información es obtenida a partir de la señal recibida.

A comienzos de los años 60 la capacidad clave de la disminución adaptable de interferencia fue reconocida y diseñada por Howells⁹. Después Applebaum¹⁰ estableció las leyes de control asociadas con el esquema de Howells, analizando un algoritmo que maximiza una relación señal a ruido. Widrow y otros autores aplicaron la capacidad de un control de auto-entrenamiento o auto-optimización. El control de auto-optimización estableció el algoritmo LMS (*Least Mean Square*), el cual se basa en el método de pasos descendentes. Los algoritmos Applebaum y Widrow son muy similares y ambos convergen hacia la solución óptima de Wiener.

El uso de arreglos de sensores para la recepción de señales en sonares y radares habían tenido prácticas en común hasta que los primeros trabajos de Applebaum y Widrow fueron completados. Los primeros trabajos implicaban el procesamiento de las salidas del arreglo

⁸L.C. Van Atta, ‘*Electromagnetic Reflection*’ U. S. Patente 2908002, Octubre 6, 1959.

⁹P.H. Howells, ‘*Explorations in Fixed and Adaptive Resolutions at GE and SURC*’ IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Ap-24, no. 5 Spetember 1976

¹⁰S.P. Applebaum ‘*Adaptive Arrays*’, IEEE Transactions on Antennas and Propagation AP-24, no. 5 September 1976

comúnmente relacionadas al alcanzar un patrón de haz direccional deseado, y después el problema a resolver fue el obtener y mejorar la relación señal a ruido (SNR). El desarrollo de arreglos sísmicos comenzó en el mismo periodo, así artículos que describían aplicaciones para detección remota de eventos sísmicos aparecieron a finales de los años 60.

Posteriormente la principal área de interés en arreglos adaptables posteriormente se centró en los problemas de radar y sistemas de comunicaciones, donde el diseñador invariablemente enfrenta el problema de la supresión de interferencia.

Después el uso de los arreglos adaptables, se avocó a la tarea de encontrar una dirección de origen en un ambiente con interferencia. Recientemente, las áreas en las cuales los arreglos adaptables proporcionan una ayuda útil son en sistemas que requieren un conformado adaptable del haz y búsqueda en situaciones donde los elementos del arreglo deben organizarse sin conocimiento preciso de la ubicación del elemento. Actualmente se desarrollan sistemas de arreglos que emplean técnicas adaptables para obtener una alta resolución angular de imágenes.

Para abordar el diseño de una antena inteligente, se debe estar familiarizado con las características de los algoritmos de ajuste y adaptar el algoritmo apropiado para que este responda con éxito a las necesidades planteadas por la aplicación. Una de los principales motores de la investigación ha sido la capacidad de los sistemas adaptables para alcanzar un desempeño satisfactorio de la relación señal a ruido SNR en ambientes que pueden solo ser parcialmente caracterizados. El otro objetivo de la investigación se dirige hacia el alcanzar una respuesta transitoria más rápida para hacer más rápida la adaptación en ambientes de señales no estacionarias, especialmente aquellos en los cuales se busca desarrollar una interferencia inteligente, cabe señalar que esta aplicación es de naturaleza militar, con la manipulación de varias fuentes interferentes actuando en coordinación. El trabajo también ha comenzado en técnicas de filtrado adaptable que cuando se complementa con el rechazo adaptable de lóbulos laterales, tendrá el potencial para alcanzar sistemas adaptables

altamente refinados que podrán superar la mayoría de las interferencias de radio frecuencia.

III.3. Arreglos adaptables

La recepción de señales que utiliza un arreglo de elementos sensores, ha sido una solución atractiva a varios problemas de detección de señales y estimación debido a que los arreglos ofrecen un medio de superar las limitaciones de directividad y ancho de haz de un solo elemento.

La llegada de computadoras altamente compactas y de bajo costo han hecho posible explotar resultados bien conocidos de la detección estadística y de la teoría de estimación y también de la teoría de control para desarrollar sistemas de arreglos que automáticamente respondan a una señal en un ambiente cambiante. Este autoajuste o capacidad adaptable hace la operación de tales sistemas más flexible y confiable ofrece un mejor desempeño en la recepción que sería difícil de lograr en otra forma.

III.4. Elementos principales del sistema

El diagrama funcional de un arreglo adaptable de la figura 3.1 Muestra los principales elementos del sistema que debe tener un arreglo adaptable, si se pretende que sea capaz de incrementar la recepción de la señal deseada y de rechazar las señales interferentes no deseadas.

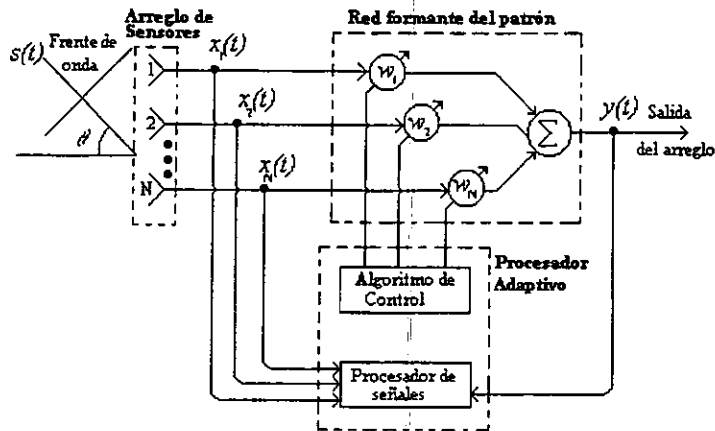


Figura 3.1. Elementos básicos de un arreglo adaptable.

Los principales elementos del sistema son: un arreglo de sensores, la red que forma el patrón y la unidad de control adaptable o el procesador adaptable que ajusta los pesos variables en la red que da forma al patrón de radiación.

La unidad de control de patrón adaptable, además puede ser dividida convenientemente en una unidad de procesamiento de señales y un algoritmo de control adaptable. La manera en la cual estos elementos son implementados realmente depende del medio de propagación en el que opera el arreglo, el espectro de frecuencia de interés y el conocimiento del usuario acerca del ambiente operacional de la señal.

El arreglo asimismo consiste de N sensores diseñados para recibir (y transmitir) señales en el medio de propagación de interés. Los sensores son dispuestos para proporcionar una cobertura adecuada (ganancia del patrón) sobre la región espacial de interés. La selección de los elementos sensores y su disposición física son las limitaciones fundamentales en la capacidad final del sistema adaptable.

La salida de cada uno de los N elementos es dirigida hacia la red que forma el patrón, donde la salida de cada elemento es multiplicada primero por un peso complejo (que tiene una magnitud y fase) y después se suma con todas las salidas (ya multiplicadas por sus respectivos pesos) de los demás elementos; para formar la señal de salida total. El valor de los pesos en la red que forman el patrón (junto con los sensores y el arreglo físico) determina entonces la sensibilidad del haz, esto es la habilidad para formar el patrón; lo que indica que tan bien están especificados los requerimientos del sistema.

La estructura exacta de la unidad de procesamiento adaptable depende críticamente del grado de información detallada que se tenga del ambiente operacional del sistema donde operara el arreglo adaptable. Ya que la información detallada a priori no está disponible en la práctica, el procesamiento adaptable debe ser capaz de responder automáticamente a cualquier ambiente de señales (entre límites amplios) que se presente. Si los límites de cualquier ambiente de señales son conocidos o pueden ser construidos, tales fronteras pueden ser de ayuda para determinar la forma en la cual la unidad de procesamiento se desempeñará

III.5. Justificación del uso de los arreglos adaptables

Los sistemas convencionales de recepción de señales son susceptibles de degradación en el desempeño, debido a un deterioro de la relación señal a ruido (SNR), a causa de la presencia inevitable en el ambiente de ruido o señales no deseadas que pueden entrar al sistema. Estas señales interferentes pueden consistir en mediciones de control electrónicas (ECM), interferencia de RF (RFI), y fuentes naturales de ruido. Tales degradaciones SNR pueden ser agravadas por el movimiento de la antena, las condiciones deficientes en su ubicación, los efectos de multitrayectoria y un ambiente de interferencia que constantemente varía.

Debido al constante incremento del tráfico de información vía inalámbrica, la disminución de la interferencia se ha convertido en el aspecto más importante dentro de las aplicaciones de arreglos adaptables.

Los arreglos adaptables actualmente son objeto de extensos desarrollos e investigaciones como medios para reducir la vulnerabilidad en la recepción de señales deseadas en presencia de señales interferentes.

Lo anterior se debe a su capacidad para identificar las fuentes de interferencia y disminuirlas al mismo tiempo que incrementa la recepción de la señal deseada. Los arreglos adaptables pueden ser diseñados para trabajar en complemento con otros sistemas o técnicas de supresión de interferencia.

Como ya se mencionó, un arreglo adaptable está formado por un conjunto de sensores y un procesador adaptable de señales. Este se comporta de una manera más estable en caso de falla de alguno de sus sensores; ya que a diferencia de otras estructuras el procesador ajusta de manera automática el patrón de radiación con los elementos que continúan funcionando.

La operación de un arreglo adaptable puede ser fácilmente visualizada considerando la respuesta en términos de la sensibilidad del patrón de haz. La disminución de la señal interferente es obtenida apropiadamente a partir del patrón de la orientación de los nulos del patrón del haz y reduciendo los niveles de lóbulos laterales en las direcciones de las fuentes interferentes, mientras que la señal deseada es mantenida conservando las características del lóbulo principal deseado.

Un sistema adaptable por lo tanto depende de las características especiales para mejorar la salida SNR. Ya que se pueden formar nulos en los patrones con una alta sensibilidad sobre una región de banda angosta, es posible disminuir los efectos de fuertes interferencias. Esta capacidad para disminuir la interferencia es la ventaja principal de arreglos adaptables y complementa las técnicas de procesamiento de señales.

III.6. Algoritmos básicos para la realización de antenas adaptables.

III.6.1. Applebaum

El arreglo Applebaum, también es conocido como el arreglo Howells-Applebaum tuvo su origen en los años 50. Sin embargo, este arreglo no fue publicado en la literatura hasta la segunda mitad de los años 70. El arreglo Applebaum se basa en el concepto de maximizar la relación señal deseada entre la no deseada (señal interferente y el ruido) a la salida del arreglo.

Considere un arreglo adaptable de N elementos con señales analíticas y pesos complejos w_i como se muestra en la figura 3.2.

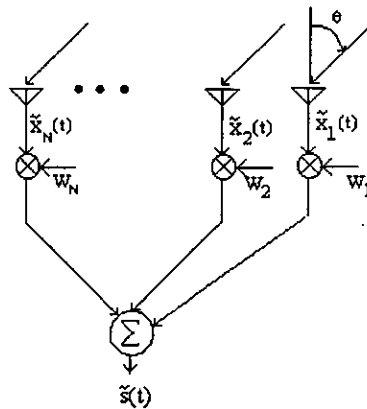


Figura 3.2. Arreglo adaptable de N-elementos

En general el vector de las señales:

$$\mathbf{X} = [\tilde{x}_1(t), \tilde{x}_2(t), \tilde{x}_3(t), \dots, \tilde{x}_N(t)]^T \quad (3.1)$$

Esta formada por la señal deseada, la señal interferente y ruido térmico:

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_d + \mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n \quad (3.2)$$

Por lo que la salida del arreglo, se puede observar:

$$\tilde{S}(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X} = \tilde{S}_d(t) + \tilde{S}_i(t) + \tilde{S}_n(t) \quad (3.3)$$

La potencia de la señal deseada, la potencia de la señal interferente y del ruido térmico en el arreglo, son:

$$P_d = \frac{1}{2} E \left[\left| \tilde{S}_d(t) \right|^2 \right] \quad (3.4)$$

$$P_i = \frac{1}{2} E \left[\left| \tilde{S}_i(t) \right|^2 \right] \quad (3.5)$$

$$P_n = \frac{1}{2} E \left[\left| \tilde{S}_n(t) \right|^2 \right] \quad (3.6)$$

Se define una potencia total no deseada a la salida del arreglo P_u

$$P_u = P_i + P_n \quad (3.7)$$

Utilizando el concepto de Applebaum, el criterio de optimización utilizado es ajustar los pesos de manera que la cantidad:

$$\text{SINR} = \frac{P_d}{P_u} = \frac{P_d}{P_i + P_n} \quad (3.8)$$

sea maximizada. Suponiendo que la señal deseada que recibe el arreglo es de banda angosta, el vector de esta señal se escribe

$$\mathbf{X}_d = a \mathbf{U}_d \quad (3.9)$$

donde a es un factor escalar que contiene la amplitud y la dependencia del tiempo de la señal deseada, y el vector \mathbf{U}_d contiene los cambios de fase entre elementos y los elementos del patrón. Si se considera un arreglo de dos elementos, para una señal deseada, que se propaga en sentido de las manecillas del reloj (CW):

$$\mathbf{X}_d = A_d e^{j(\omega_d t + \psi_d)} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\phi_d} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

aplicando la ecuación (3.9) con

$$a = A_d e^{j(\omega_d t + \psi_d)} \quad (3.11)$$

y

$$\mathbf{U}_d = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\phi_d} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

o, si la señal deseada contiene una amplitud de banda angosta o una modulación en fase:

$$\mathbf{X}_d = A_d e^{j(\omega_d t + \psi_d + \phi_d(t))} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\phi_d} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Para que esta ecuación se encuentre en la forma de (3.9) entonces

$$a = A_d e^{j(\omega_d t + \psi_d + \phi_d(t))} \quad (3.14)$$

donde $A_d(t)$ es la amplitud de la modulación, $\phi_d(t)$ es la modulación en fase, y \mathbf{U}_d está dada por la ecuación (3.12). Finalmente el arreglo adaptable contiene N diferentes elementos, se considera $f_i(\theta)$ el patrón del elemento i -ésimo. Entonces \mathbf{X}_d de la ecuación (3.9) con una a definida en la ecuación (3.14) y \mathbf{U}_d esta dada por:

$$\mathbf{U}_d = \begin{bmatrix} f_1(\theta_d) \\ f_2(\theta_d) e^{-j\phi_{d1}} \\ \vdots \\ f_N(\theta_d) e^{-j\phi_{dN}} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

donde ϕ_{di} es el cambio de fase entre el elemento 1 y el i . Así \mathbf{X}_d se escribe en la forma de la ecuación (3.9) como si la señal fuera de banda angosta. La suposición de ancho de banda es necesaria para que el campo de fase entre elementos pueda ser factorizado para utilizarlo en el vector \mathbf{U}_d , el cambio de fase entre dos elementos para una señal que llega es función de

la frecuencia. Esto significa que ϕ_{di} , es esencialmente constante a través del ancho de banda.

La salida de la señal deseada a partir del arreglo, con \mathbf{X}_d expresada como en la ecuación (3.9).

$$\tilde{S}_d(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{X}_d = a \mathbf{W}^T \mathbf{U}_d \quad (3.16)$$

la potencia de la señal de salida:

$$P_d = \frac{1}{2} E \left[|\tilde{S}_d(t)|^2 \right] = \frac{1}{2} E \left[|a|^2 \right] \left| \mathbf{W}^T \mathbf{U}_d \right|^2 \quad (3.17)$$

Considerando a P_u la potencia de la señal no deseada y Φ definida como la matriz de covarianza, y los vectores \mathbf{X}_d , \mathbf{X}_i y \mathbf{X}_n de la ecuación (3.2) con media cero y estadísticamente independientes, entonces se puede asumir:

$$\Phi = E[\mathbf{X} \mathbf{X}^T] = E[\mathbf{X}_d \mathbf{X}_d^T] + E[\mathbf{X}_i \mathbf{X}_i^T] + E[\mathbf{X}_n \mathbf{X}_n^T] = \Phi_d + \Phi_i + \Phi_n \quad (3.18)$$

Entonces Φ puede ser escrita como la suma de la parte deseada y la no deseada:

$$\Phi = \Phi_d + \Phi_u \quad (3.19)$$

Donde la parte no deseada es la suma de la interferencia y el ruido térmico:

$$\Phi_u = \Phi_i + \Phi_n \quad (3.20)$$

Para un vector de pesos \mathbf{W} dado, la señal no deseada a la salida del arreglo es:

$$\tilde{S}_u(t) = \tilde{S}_i(t) + \tilde{S}_n(t) = \mathbf{W}^T (\mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n) = (\mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n)^T \mathbf{W} \quad (3.21)$$

Donde, la potencia de esta señal es:

$$\begin{aligned}
P_u &= \frac{1}{2} E \left[\left| \mathbf{W}^T (\mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n) \right|^2 \right] = \frac{1}{2} E \left[\mathbf{W}^T (\mathbf{X}_i^* + \mathbf{X}_n^*) (\mathbf{X}_i^T + \mathbf{X}_n^T) \mathbf{W} \right] \\
P_u &= \frac{1}{2} \mathbf{W}^T \left[E(\mathbf{X}_i^* \mathbf{X}_i^T) E(\mathbf{X}_n^* \mathbf{X}_n^T) \right] \mathbf{W} \\
P_u &= \frac{1}{2} \mathbf{W}^T (\Phi_i + \Phi_n) \mathbf{W} \\
P_u &= \frac{1}{2} \mathbf{W}^T \Phi_u \mathbf{W}
\end{aligned}
\tag{3.22}$$

Así, la cantidad a ser maximizada en el arreglo Applebaum es:

$$\text{SNIR} = \frac{P_d}{P_u} = \frac{\frac{1}{2} E \left[|a|^2 \right] \left| \mathbf{W}^T \mathbf{U}_d \right|^2}{\frac{1}{2} \mathbf{W}^T \Phi_u \mathbf{W}} = E \left[|a|^2 \right] \frac{\left| \mathbf{W}^T \mathbf{U}_d \right|^2}{\mathbf{W}^T \Phi_u \mathbf{W}}
\tag{3.23}$$

III.6.1. Vector de pesos óptimos

El primer paso en el desarrollo de Applebaum es mostrar que el vector \mathbf{W} , que maximiza la relación de la ecuación (3.23) es:

$$\mathbf{W} = \mu \Phi_u^{-1} \mathbf{U}_d^*
\tag{3.24}$$

Donde μ es una constante escalar arbitraria. Se realiza una rotación de coordenadas en el vector de pesos:

$$\mathbf{W} = \mathbf{A} \mathbf{V}
\tag{3.25}$$

Donde \mathbf{A} es una matriz de $N \times N$ y \mathbf{V} es un vector columna de $N \times 1$ con elementos v_i , sustituyendo la ecuación (3.25) en la ecuación (3.22) se tiene que:

$$P_u = \frac{1}{2} \mathbf{V}^T \mathbf{A}^T \Phi_u \mathbf{A} \mathbf{V}
\tag{3.26}$$

A se elige de tal manera que:

$$\mathbf{A}^T \Phi_u \mathbf{A} = \mathbf{I} \quad (3.27)$$

Dado que Φ_u es hermitiana, existe una matriz unitaria \mathbf{R} tal que:

$$\mathbf{R}^T \Phi_u \mathbf{R} = \Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N) \quad (3.28)$$

Donde los λ_i son los valores propios de Φ_u . Las columnas de \mathbf{R} son los valores propios Φ_u , esto es:

$$\mathbf{R} = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \dots] \quad (3.29)$$

donde \mathbf{e}_i es el i -ésimo vector propio de Φ_u . Se asume que Φ_u es positiva, entonces $\lambda_i > 0$ para todo i . Si \mathbf{A} se define como:

$$\mathbf{A} = \left[\frac{1}{\sqrt{\lambda_1}} \mathbf{e}_1, \frac{1}{\sqrt{\lambda_2}} \mathbf{e}_2, \dots \right] \quad (3.30)$$

Si multiplicamos por el lado derecho \mathbf{A}^{-1} y en lado izquierdo por $(\mathbf{A}^T)^{-1}$, en la ecuación (3.27), se tiene que:

$$\Phi_u = (\mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1} \quad (3.31)$$

Sustituyendo la expresión anterior en la ecuación (3.26), P_u queda expresada como:

$$\begin{aligned} P_u &= \frac{1}{2} \mathbf{V}^T \mathbf{A}^T E[(\mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n) (\mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n)^T] \mathbf{A} \mathbf{V} \\ P_u &= \frac{1}{2} E \left\{ \left[\mathbf{V}^T \mathbf{A}^T (\mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n) \right] \left[\mathbf{V}^T \mathbf{A}^T (\mathbf{X}_i + \mathbf{X}_n) \right]^T \right\} \\ P_u &= \frac{1}{2} E \left\{ \left[\mathbf{V}^T (\mathbf{Y}_i + \mathbf{Y}_n) \right] \left[\mathbf{V}^T (\mathbf{Y}_i + \mathbf{Y}_n) \right]^T \right\} \end{aligned} \quad (3.32)$$

donde

$$\mathbf{Y}_i = \mathbf{A}^T \mathbf{X}_i \quad (3.33)$$

y

$$\mathbf{Y}_n = \mathbf{A}^T \mathbf{X}_n \quad (3.34)$$

Debido a que la matriz de transformación \mathbf{A}^T hace un cambio de las señales reales recibidas \mathbf{X}_l y \mathbf{X}_n a las nuevas señales \mathbf{Y}_l y \mathbf{Y}_n . La señal de salida del arreglo se obtiene multiplicando \mathbf{Y}_l y \mathbf{Y}_n por los pesos, del vector \mathbf{V} . La matriz de transformación \mathbf{A}^T combinada con el vector de pesos \mathbf{V} es equivalente al vector original \mathbf{W} , de la ecuación (3.25). Ya que

$$\mathbf{A}^T \Phi_u \mathbf{A} = E[(\mathbf{Y}_l + \mathbf{Y}_n)^* (\mathbf{Y}_l + \mathbf{Y}_n)^T] = \mathbf{I} \quad (3.35)$$

la transformación \mathbf{A}^T hace que las componentes del vector de las señales no deseadas $\mathbf{Y}_l + \mathbf{Y}_n$ no estén correlacionadas entre sí.

El vector de la señales deseadas después de la misma transformación es:

$$\mathbf{Y}_d = \mathbf{A}^T \mathbf{X}_d = a \mathbf{A}^T \mathbf{U}_d = a \mathbf{Z}_d \quad (3.36)$$

La señal deseada a la salida del arreglo es entonces:

$$\tilde{S}_d(t) = \mathbf{V}^T \mathbf{Y}_d = a \mathbf{V}^T \mathbf{Z}_d \quad (3.37)$$

Y la potencia de la señal deseada es:

$$P_d = \frac{1}{2} E[|\tilde{S}_d(t)|^2] = \frac{1}{2} E[|a|^2] |\mathbf{V}^T \mathbf{Z}_d|^2 \quad (3.38)$$

Así, sustituyendo las ecuaciones (3.26), (3.27) y (3.38) en (3.23) se tiene, que:

$$\text{SNIR} = \frac{P_d}{P_u} = E[|a|^2] \frac{|\mathbf{V}^T \mathbf{Z}_d|^2}{\mathbf{V}^T \mathbf{V}} \quad (3.39)$$

La relación en la ecuación (3.39) es maximizada al elegir:

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_{opt} = \mu \mathbf{Z}_d^* \quad (3.40)$$

Donde μ es una constante arbitraria. Para realizar esto se utiliza la desigualdad de Schwarz:

$$|\mathbf{V}^T \mathbf{Z}_d|^2 = \left| \sum_{i=1}^N v_i z_{di} \right|^2 \leq \sum_{i=1}^N |v_i|^2 \sum_{i=1}^N |z_{di}|^2 = \mathbf{V}^T \mathbf{V} \mathbf{Z}_d^T \mathbf{Z}_d \quad (3.41)$$

donde v_i y z_{di} son componentes de \mathbf{V} y \mathbf{Z}_d , respectivamente. Al sustituir esta desigualdad en la ecuación (3.39) se encuentra que:

$$\text{SNIR} = \frac{P_d}{P_u} \leq E \left[|a|^2 \right] \frac{\mathbf{V}^T \mathbf{V} \mathbf{Z}_d^T \mathbf{Z}_d}{\mathbf{V}^T \mathbf{V}} = E \left[|a|^2 \right] \mathbf{Z}_d^T \mathbf{Z}_d \quad (3.42)$$

Sin embargo si $\mathbf{V} = \mu \mathbf{Z}_d$ se encuentra de la ecuación (3.39) que:

$$\text{SNIR} = \frac{P_d}{P_u} = E \left[|a|^2 \right] \frac{\mu^2 (\mathbf{Z}_d^T \mathbf{Z}_d)^2}{\mu^2 (\mathbf{Z}_d^T \mathbf{Z}_d)} = E \left[|a|^2 \right] \mathbf{Z}_d^T \mathbf{Z}_d \quad (3.43)$$

Así SNIR alcanza su valor máximo posible para el vector \mathbf{V} de la ecuación (3.40). Sin embargo, el vector \mathbf{V}_{opt} aplicado después de la transformación \mathbf{A}^T es equivalente al vector de pesos \mathbf{W} dado por:

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_{opt} = \mathbf{A} \mathbf{V}_{opt} = \mu \mathbf{A} \mathbf{Z}_d^* \quad (3.44)$$

Sustituyendo para \mathbf{Z}_d y usando (3.31) se tiene que el vector de pesos óptimos es:

$$\mathbf{W}_{opt} = \mu \mathbf{A} \mathbf{A}^T \mathbf{U}_d^* = \mu \Phi_d^{-1} \mathbf{U}_d^* \quad (3.45)$$

III.6.2. Shor.

El arreglo Shor fue el primero en aparecer en la literatura¹¹. Sin embargo no ha sido muy utilizado, debido a su complejidad. Es interesante considerarlo debido a que muestra lo que pasa si se quiere maximizar directamente la relación señal a ruido SNR. Esta basado en el concepto de maximizar la relación señal a ruido al igual que el Applebaum, los pesos

¹¹ Shor, S. W.W. 'Adaptive Technique to Discriminate against Coherent Noise in Narrow Band System', Journal of the Acoustical Society of America, 39, no.1 January, 1966: 74

óptimos para el arreglo Shor son los mismos que para el Applebaum dados en la ecuación (3.24). El arreglo Shor difiere del Applebaum en que los lazos de alimentación están basados en una optimización directa por pasos ascendentes de la relación señal a ruido.

En general en un arreglo de N-elementos, las señales en fase y cuadratura de un j -ésimo elemento se escriben:

$$x_{I_j}(t) = d_{I_j}(t) + i_{I_j}(t) + n_{I_j}(t) \quad (3.46)$$

Y

$$x_{Q_j}(t) = d_{Q_j}(t) + i_{Q_j}(t) + n_{Q_j}(t) \quad (3.47)$$

donde $d_{P_j}(t)$ es la componente de la señal deseada, $i_{P_j}(t)$ es la componente de la interferencia y $n_{P_j}(t)$ es la componenete del ruido térmico (donde P denota I o Q), además se consideran estas componentes no correlacionadas entre sí. La señal no deseada $u_{P_j}(t)$ es la suma de las componentes de la interferencia y del ruido térmico.

$$u_{I_j}(t) = i_{I_j}(t) + n_{I_j}(t) \quad (3.48)$$

y

$$u_{Q_j}(t) = i_{Q_j}(t) + n_{Q_j}(t) \quad (3.49)$$

Entonces las ecuaciones (3.46) y (3.47) se escriben

$$x_{I_j}(t) = d_{I_j}(t) + u_{I_j}(t) \quad (3.50)$$

$$x_{Q_j}(t) = d_{Q_j}(t) + u_{Q_j}(t) \quad (3.51)$$

Si $S_d(t)$ y $S_u(t)$ son las señales totales deseada y no deseada respectivamente, a la salida del arreglo. Entonces las potencias de la señal deseada y no deseada a la salida del arreglo están dados por:

$$P_d = E[S_d^2(t)] = E\left\{\left[\sum_{j=1}^K w_{I_j} d_{I_j}(t) + w_{Q_j} d_{Q_j}(t)\right]^2\right\}$$
(3.52)

Y

$$P_u = E[S_u^2(t)] = E\left\{\left[\sum_{j=1}^N w_{I_j} u_{I_j}(t) + w_{Q_j} u_{Q_j}(t)\right]^2\right\}$$
(3.53)

La relación SNIR es:

$$\text{SNIR} = \frac{P_d}{P_u}$$
(3.54)

El arreglo Shor esta basado en una optimización ascendente por pasos de SNIR, específicamente:

$$\frac{dw_{p_j}}{dt} = k \nabla_{w_{p_j}} (\text{SNIR}) = k \frac{\partial}{\partial w_{p_j}} \left(\frac{P_d}{P_u} \right)$$
(3.55)

Para determinar el lazo de retroalimentación correspondiente a la expresión anterior, se realizan varias derivadas¹². Hasta encontrar los valores:

$$\frac{\partial P_d}{\partial w_{I_j}} = 2E\{S_d(t)x_{I_j}(t)\}$$
(3.56)

$$\frac{\partial P_d}{\partial w_{Q_j}} = 2E\{S_d(t)x_{Q_j}(t)\}$$
(3.57)

$$\frac{\partial P_u}{\partial w_{I_j}} = 2E\{S_u(t)x_{I_j}(t)\}$$

¹² El desarrollo completo se pueden ver en: Compton, R. T.: 'Adaptive Antennas Concepts and Performance' Prentice Hall, New Jersey, U.S.A., 1985

(3.58)

y

$$\frac{\partial P_u}{\partial w_{\varrho_i}} = 2E\{S_u(t)x_{\varrho_i}(t)\}$$

(3.59)

Ya que los valores esperados de estas cantidades no están disponibles en tiempo real, para el lazo de retroalimentación, se utiliza la función como un estimador del valor esperado. Así se sustituyen las funciones en las derivadas. La ecuación de control de los pesos de la ecuación (3.55) llega a ser:

$$\frac{dw_{i_i}}{dt} = 2k \frac{P_d}{P_u} x_{i_i}(t) \left[\frac{1}{P_d} S_d(t) - \frac{1}{P_u} S_u(t) \right]$$

(3.60)

y

$$\frac{dw_{\varrho_i}}{dt} = 2k \frac{P_d}{P_u} x_{\varrho_i}(t) \left[\frac{1}{P_d} S_d(t) - \frac{1}{P_u} S_u(t) \right]$$

(3.61)

Estas ecuaciones pueden expresarse utilizando notación compleja. Utilizando las relaciones de la transformada de Hilbert. Se encuentra que:

$$\frac{dw_i}{dt} = k \frac{P_d}{P_u} \tilde{x}_i^*(t) \left[\frac{1}{P_d} \tilde{S}_d(t) - \frac{1}{P_u} \tilde{S}_u(t) \right]$$

(3.62)

La expresión anterior corresponde al lazo de retroalimentación. El mayor problema con la retroalimentación que se debe determinar $\tilde{S}_d(t)$ y $\tilde{S}_u(t)$. Ya que estas son las componentes de la señal deseada y no deseada de la salida del arreglo, para encontrarlas hay que separarlas, este procedimiento es realizado por un 'separador de señales'. En general no es muy claro como se realiza esta operación. Primero, se observan los pesos alcanzados en estado estacionario por el arreglo Shor. En estado estacionario la ecuación(3.62) requiere que:

$$E\left\{\tilde{x}_i^*(t)\left[\frac{1}{P_d}\tilde{S}_d(t) - \frac{1}{P_u}\tilde{S}_u(t)\right]\right\} = 0 \quad (3.63)$$

Pero ya que:

$$\tilde{S}_d(t) = \mathbf{X}_d^T \mathbf{W} \quad (3.64)$$

y

$$\tilde{S}_u(t) = \mathbf{X}_u^T \mathbf{W} \quad (3.65)$$

La ecuación (3.63) es equivalente a:

$$E\left\{\mathbf{X}_i^*(t)\left[\frac{1}{P_d}\mathbf{X}_d^T \mathbf{W} - \frac{1}{P_u}\mathbf{X}_u^T \mathbf{W}\right]\right\} = \frac{1}{P_d}\Phi_d \mathbf{W} - \frac{1}{P_u}\Phi_u \mathbf{W} \quad (3.66)$$

donde se puede utilizar la siguiente igualdad, para la señal deseada:

$$E(\mathbf{X}^* \mathbf{X}_d^T) = \Phi_d \quad (3.67)$$

y para la señal no deseada:

$$E(\mathbf{X}^* \mathbf{X}_u^T) = \Phi_u = \Phi_l + \Phi_n \quad (3.68)$$

Entonces la potencia de las señales deseada es:

$$P_d = \frac{1}{2} E\left\{|\mathbf{X}_d^T \mathbf{W}|^2\right\} = \frac{1}{2} \mathbf{W}^T \Phi_d^T \mathbf{W} \quad (3.69)$$

y no deseada es:

$$P_u = \frac{1}{2} E\left\{|\mathbf{X}_u^T \mathbf{W}|^2\right\} = \frac{1}{2} \mathbf{W}^T \Phi_u^T \mathbf{W} \quad (3.70)$$

Así la ecuación (3.66), puede escribirse:

$$\frac{\Phi_d \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \Phi_d \mathbf{W}} = \frac{\Phi_u \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \Phi_u \mathbf{W}} \quad (3.71)$$

Se verifica que el máximo de SINR es:

$$\mathbf{W} = \mu \Phi_u^{-1} \mathbf{U}_d^* \quad (3.72)$$

Es la solución a la ecuación (3.71). Considerando señales de banda angosta, tenemos:

$$\mathbf{X}_d = a \mathbf{U}_d \quad (3.73)$$

y

$$\Phi_d = E[|a|^2] \mathbf{U}_d^* \mathbf{U}_d^T \quad (3.74)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.72) y (3.74) en el lado izquierdo de la ecuación(3.71), se tiene que:

$$\begin{aligned} \frac{\Phi_d \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \Phi_d \mathbf{W}} &= \frac{\mu E[|a|^2] \mathbf{U}_d^* \mathbf{U}_d^T \Phi_u^{-1} \mathbf{U}_d^*}{\mu \mathbf{U}_d^T (\Phi_u^{-1})^T E[|a|^2] \mathbf{U}_d^* \mathbf{U}_d^T \Phi_u^{-1} \mathbf{U}_d^*} \\ \frac{\Phi_d \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \Phi_d \mathbf{W}} &= \frac{\mathbf{U}_d^*}{\mu \mathbf{U}_d^T (\Phi_u^{-1})^T \mathbf{U}_d^*} \end{aligned} \quad (3.75)$$

y sustituyendo en el lado derecho de la misma expresión, se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{\Phi_u \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \Phi_u \mathbf{W}} &= \frac{\mu \Phi_u \Phi_u^{-1} \mathbf{U}_d^*}{\mu^2 \mathbf{U}_d^T (\Phi_u^{-1})^T \Phi_u \Phi_u^{-1} \mathbf{U}_d^*} \\ \frac{\Phi_u \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \Phi_u \mathbf{W}} &= \frac{\mathbf{U}_d^*}{\mu \mathbf{U}_d^T (\Phi_u^{-1})^T \mathbf{U}_d^*} \end{aligned} \quad (3.76)$$

Así la ecuación (3.72) es la solución en estado estacionario de la ecuación (3.55) y el arreglo Shor alcanza su máxima SNIR, tal como lo hace el arreglo Applebaum.

III.6.3. LMS.

Considere los N-elementos mostrados en la figura 3.3. La señal del j-ésimo elemento es dividida en 2 señales, una señal en fase $x_{Ij}(t)$ y otra señal en cuadratura (defasada 90°) $x_{Qj}(t)$. Cada una de estas señales es multiplicada por un peso w_{Ij} o w_{Qj} siendo después entonces sumadas para producir la señal de salida del arreglo $s(t)$. Para realizar un arreglo adaptable, se usa un sistema de retroalimentación para controlar los pesos.

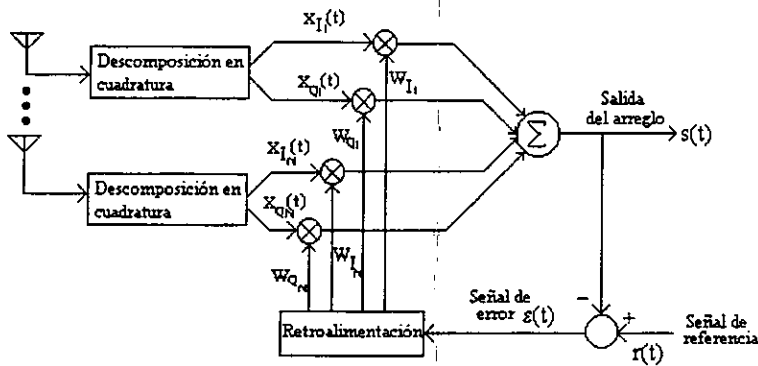


Figura 3.3. Arreglo Adaptable LMS

El sistema de retroalimentación intenta manejar los pesos hacia los valores óptimos, los cuales están definidos como sigue:

El arreglo LMS de Widrow¹³ está basado en el concepto de minimizar el error cuadrático medio. Una señal de error $e(t)$ es obtenida restando de la salida del arreglo $s(t)$, otra señal llamada señal de referencia $r(t)$. La retroalimentación ajusta el peso para minimizar $E[e^2(t)]$, donde $E[\cdot]$ es la esperanza.

La retroalimentación se explica a continuación, primero, se considera el porqué un criterio basado en error mínimo cuadrático medio es útil.

¹³ Widrow, Bernard: 'Adaptive Signal Processing' Prentice Hall, New Jersey, U.S.A. 1985.

Se tiene un sistema de comunicación donde la salida del arreglo contiene la señal deseada interferencia y ruido térmico¹⁴, esto es:

$$s(t) = \alpha s_d(t) + \beta s_i(t) + \gamma n(t) \quad (3.77)$$

donde $s_d(t)$ es la señal deseada, $s_i(t)$ es la interferencia y $n(t)$ es el ruido térmico α, β y γ son constantes que resentan el efecto combinado de los pesos en estas señales. El objetivo es el ajustar los pesos en el arreglo para maximizar la señal deseada y minimizar la interferencia y el ruido térmico. Para realizarlo se supone a la señal de referencia $r(t)$ como una réplica de la señal deseada (es un concepto básico de la teoría de información que una señal sea desconocida en algún aspecto para el receptor, por lo que en sistemas de comunicaciones $r(t)$, es sólo una señal altamente correlacionada con $s_d(t)$) o parte de ésta.):

$$r(t) = s_d(t) \quad (3.78)$$

Entonces $\varepsilon(t)$ sera:

$$\varepsilon(t) = (1 - \alpha)s_d(t) - \beta s_i(t) - \gamma n(t) \quad (3.79)$$

Y el error cuadrático medio es

$$E[\varepsilon(t)] = (1 - \alpha)^2 E[s_d^2(t)] - \beta^2 E[s_i^2(t)] - \gamma^2 E[n^2(t)] \quad (3.80)$$

Se asume que la señal deseada, la interferencia y el ruido térmico son procesos no correlacionados entre ellos, así que los términos de los productos cruzados $E[s_d(t) s_i(t)]$ son cero. Se observa que $E[\varepsilon^2(t)]$ es mínimo cuando α es un valor cercano a la unidad y β y γ tienen valores pequeños. Así el minimizar $E[\varepsilon^2(t)]$ corresponde aproximadamente a fijar

¹⁴ No se va a tomar en cuenta para la simulación

la potencia de la señal deseada mientras se minimizan la interferencia y la potencia del ruido térmico a la salida del arreglo.

III. 6.3.1. Vector de pesos óptimos.

Para determinar como establecer los pesos con los que se puede minimizar $E[\varepsilon^2(t)]$. La salida del arreglo, para un conjunto de pesos arbitrarios, esta dada por:

$$s(t) = \sum_{\substack{j=1 \\ P=1, Q}}^N w_{p_j} x_{p_j}(t) \quad (3.81)$$

Mientras que la señal de error es:

$$\varepsilon(t) = r(t) - \sum_{\substack{j=1 \\ P=1, Q}}^N w_{p_j} x_{p_j}(t) \quad (3.82)$$

Y el error cuadrático medio es:

$$E[\varepsilon^2(t)] = E[r^2(t)] - 2 \sum_{\substack{j=1 \\ P=1, Q}}^N w_{p_j} E[r(t)x_{p_j}(t)] + \sum_{\substack{j=1 \\ P=1, Q}}^N \sum_{\substack{l=1 \\ L=1, Q}}^N w_{p_j} w_{l_l} E[x_{p_j}(t)x_{l_l}(t)] \quad (3.83)$$

Este resultado puede ser escrito de forma simplificada utilizando notación matricial.

$$E[\varepsilon^2(t)] = E[r^2(t)] - 2\mathbf{W}_r^T \mathbf{S}_r + \mathbf{W}_r^T \mathbf{\Phi}_r \mathbf{W}_r \quad (3.84)$$

Donde \mathbf{W}_r y \mathbf{S}_r son matrices columna

$$\mathbf{W}_r = [w_{r_1}, w_{r_2}, w_{r_3}, w_{r_4}, \dots]^T, \quad (3.85)$$

$$S_r = E \begin{bmatrix} x_{I_1}(t)r(t) \\ x_{Q_1}(t)r(t) \\ x_{I_2}(t)r(t) \\ x_{Q_2}(t)r(t) \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

Y Φ_r es una matriz de $2N \times 2N$.

$$\Phi_r = E \begin{bmatrix} x_{I_1}(t)x_{I_1}(t) & x_{I_1}(t)x_{Q_1}(t) & x_{I_1}(t)x_{I_2}(t) & x_{I_1}(t)x_{Q_2}(t) & \dots \\ x_{Q_1}(t)x_{I_1}(t) & x_{Q_1}(t)x_{Q_1}(t) & x_{Q_1}(t)x_{I_2}(t) & x_{Q_1}(t)x_{Q_2}(t) & \dots \\ x_{I_2}(t)x_{I_1}(t) & x_{I_2}(t)x_{Q_1}(t) & x_{I_2}(t)x_{I_2}(t) & x_{I_2}(t)x_{Q_2}(t) & \dots \\ x_{Q_2}(t)x_{I_1}(t) & x_{Q_2}(t)x_{Q_1}(t) & x_{Q_2}(t)x_{I_2}(t) & x_{Q_2}(t)x_{Q_2}(t) & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots \end{bmatrix} \quad (3.87)$$

El superíndice T denota la transpuesta de la matriz.

Como se puede observar en las ecuaciones (3.83) ó (3.84) $E[\varepsilon^2(t)]$ es una función cuadrática de los pesos. El extremo de esta superficie cuadrática es claramente un mínimo debido a que $E[\varepsilon^2(t)]$ puede hacerse arbitrariamente grande al incrementar W_r . Así para los valores dados de $E[x_{pj}(t)x_{lj}(t)]$ y $E[x_{pj}(t)r(t)]$, la superficie obtenida al graficar $E[\varepsilon^2(t)]$ contra los pesos es una superficie en forma de tazón, como se ilustra en la figura 3.4 para el caso de dos pesos. La forma cuadrática de la expresión (3.84) es importante debido a que implica que la superficie tiene mínimos bien definidos. Así como también los puntos silla o los mínimos relativos no existen. El peso óptimo está en el fondo de la superficie.

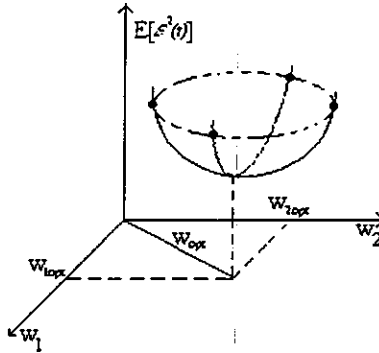


Figura 3.4. La superficie $E[\varepsilon^2(t)]$

El vector donde se encuentra el mínimo de $E[\varepsilon^2(t)]$ denotado como W_{ropt} , puede ser encontrado a través de:

$$\nabla_{w_r} \{E[\varepsilon^2(t)]\} = 0 \quad (3.88)$$

donde ∇_{w_r} denota el gradiente con respecto a W_r . Ya que:

$$\nabla_{w_r} \{E[\varepsilon^2(t)]\} = -2S_r + 2\Phi_r W_r \quad (3.89)$$

se encuentra que:

$$\Phi_r W_{ropt} = S_r \quad (3.90)$$

o

$$W_{ropt} = \Phi_r^{-1} S_r \quad (3.91)$$

donde se asume que Φ_r ¹⁵ es no singular, esto es que su inversa existe.

La ecuación (3.91) la utilizamos para determinar el mínimo valor de $E[\varepsilon^2(t)]$. Si encontramos los valores de W_r en esta ecuación. Entonces $E[\varepsilon^2(t)]$ tendrá su valor mínimo ε_{min}^2 , el cual es:

$$\varepsilon_{\min}^2 = \min E[\varepsilon^2(t)] = E[r^2(t)] - 2\mathbf{W}_{r_{opt}}^T \mathbf{S}_r + \mathbf{W}_{r_{opt}}^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}} \quad (3.92)$$

Utilizando la ecuación (3.90) sustituyendo para \mathbf{S}_r da

$$\varepsilon_{\min}^2 = E[r^2(t)] - 2\mathbf{W}_{r_{opt}}^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}} + \mathbf{W}_{r_{opt}}^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}} \quad (3.93)$$

o

$$\varepsilon_{\min}^2 = E[r^2(t)] - \mathbf{W}_{r_{opt}}^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}} \quad (3.94)$$

Además, este resultado puede ser utilizado para reescribir el error cuadrático medio para pesos arbitrarios en una forma útil. Comenzando con la ecuación (3.84) y utilizando la (3.14) sustituyendo $E[r^2(t)]$ y la ecuación (3.90) para sustituir \mathbf{S}_r , se encuentra:

$$E[\varepsilon^2(t)] = \varepsilon_{\min}^2 + \mathbf{W}_{r_{opt}}^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}} - 2\mathbf{W}_r^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}} + \mathbf{W}_r^T \Phi_r \mathbf{W}_r \quad (3.95)$$

Finalmente, ya que Φ_r es una matriz simétrica, se puede reemplazar $-2\mathbf{W}_r^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}}$ con

$$-2\mathbf{W}_r^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}} = -\mathbf{W}_r^T \Phi_r \mathbf{W}_{r_{opt}} + \mathbf{W}_{r_{opt}}^T \Phi_r \mathbf{W}_r \quad (3.96)$$

Agrupando términos, se encuentra que:

$$E[\varepsilon^2(t)] = \varepsilon_{\min}^2 + (\mathbf{W}_r - \mathbf{W}_{r_{opt}})^T \Phi_r (\mathbf{W}_r - \mathbf{W}_{r_{opt}}) \quad (3.97)$$

En esta forma la naturaleza cuadrática de $E[\varepsilon^2(t)]$ es clara y alcanza su valor mínimo ε_{\min}^2 cuando $\mathbf{W}_r = \mathbf{W}_{r_{opt}}$, cuando son diferentes, el segundo término en el lado derecho es diferente de cero y $E[\varepsilon^2(t)] > \varepsilon_{\min}^2$. En general la superficie del error medio cuadrático está en forma de tazón como puede verse en la figura 3.4., para el caso de dos pesos. Debido a que los términos en Φ_r no se encuentran en la diagonal principal comúnmente son diferentes de cero, los ejes principales no son paralelos a los ejes de los pesos. (Los términos diferentes de cero de la diagonal de Φ_r ocurren en cualquier momento cuando las

¹⁵ Es no singular aunque sus elementos contengan ruido térmico.

señale en dos elementos del arreglo tienen una correlación diferente de cero –esto es en cualquier momento cualquier señal dirigida es incidente en el arreglo.) Un sistema coordinado con ejes paralelos a los ejes principales de la superficie puede ser encontrado sustituyendo

$$\mathbf{W}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{V}_r \quad (3.98)$$

Donde \mathbf{R}_r es una matriz de rotación de coordenadas $2N \times 2N$ y \mathbf{V}_r es una matriz columna de $2N$ -elementos:

$$\mathbf{V}_r = [v_1, v_2, \dots]^T \quad (3.99)$$

Sustituyendo la ecuación (3.18) dentro de la ecuación (3.17) se encuentra que:

$$E[\varepsilon^2(t)] = \varepsilon_{\min}^2 + (\mathbf{V}_{rr} - \mathbf{V}_{r_{opt}})^T \mathbf{R}_r^T \Phi_r \mathbf{R}_r (\mathbf{V}_r - \mathbf{V}_{r_{opt}}) \quad (3.100)$$

Si \mathbf{R}_r es elegida de manera que $\mathbf{R}_r^T \Phi_r \mathbf{R}_r$ es diagonal, esto es:

$$\mathbf{R}_r^T \Phi_r \mathbf{R}_r = \text{diag}(\lambda_{r_1}, \lambda_{r_2}, \lambda_{r_3}, \dots, \lambda_{r_{2N}})$$

$$\mathbf{R}_r^T \Phi_r \mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} \lambda_{r_1} & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \lambda_{r_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{r_3} & 0 \\ \vdots & 0 & 0 & \ddots \end{bmatrix} \quad (3.101)$$

Donde los λ_{r_j} son los valores propios de Φ_r , entonces los \mathbf{V}_j son las coordenadas normales de la superficie. Ya que el extremo de $E[\varepsilon^2(t)]$ es mínimo los valores propios λ_{r_j} son no negativos y Φ_r también es no negativa.

III.6.3.2. Algoritmo LMS

Para cualquier geometría de un arreglo dado, la forma, la ubicación y la orientación de la superficie $E[\varepsilon^2(t)]$ depende de las señales incidentes en el arreglo. Si el número de estas señales, sus ángulos de llegada o sus niveles de potencia cambian con el tiempo, la superficie en forma de tazón y por lo tanto W_{ropt} se moverán alrededor del plano de los pesos. El problema del arreglo adaptable es el control el vector de pesos W_r , para realizar un seguimiento por el fondo de la superficie.

En el arreglo LMS, los pesos son controlados de acuerdo al gradiente. Específicamente.

$$\frac{dW_r}{dt} = -k \nabla_{w_r} \{E[\varepsilon^2(t)]\} \quad (3.102)$$

Donde $k > 0$. Ya que el gradiente en la superficie $E[\varepsilon^2(t)]$ es un vector que apunta en dirección de la máxima variación y $k > 0$, esta ecuación obliga a los pesos a moverse en pasos descendentes. Además esta ecuación hace proporcional el cambio de la tasa de tiempo W_r , a la pendiente de la superficie $E[\varepsilon^2(t)]$. Ya que la pendiente de una superficie cuadrática aumenta linealmente con la distancia a partir del punto mínimo. La ecuación (3.102) hace que los pesos cambien rápidamente cuando están lejos del fondo de la superficie y que el cambio sea lento cuando se encuentran cerca del fondo.

Las ventajas al utilizar la ecuación (3.102) para el control de los pesos, se pueden observar al dar un cierto W_r en el arreglo, con un $E[\varepsilon^2(t)]$ correspondiente. Se quiere asegurar que $E[\varepsilon^2(t)]$ decrece con el tiempo. Como $E[\varepsilon^2(t)]$ es una función de los pesos, utilizando la regla de la cadena podemos escribir:

$$\frac{d}{dt} \{E[\varepsilon^2(t)]\} = \sum_{\substack{j=1 \\ p=1,q}}^n \frac{\partial E[\varepsilon^2(t)]}{\partial w_{p_j}} \frac{dw_{p_j}}{dt} \quad (3.103)$$

Para asegurar que la derivada de $E[\varepsilon^2(t)]$ con respecto al tiempo es mayor que cero podemos elegir:

$$\frac{dw_{p_j}}{dt} = -k \frac{\partial E[\varepsilon^2(t)]}{\partial w_{p_j}} \quad (3.104)$$

Entonces

$$\frac{dE[\varepsilon^2(t)]}{dt} = -k \sum_{\substack{j=1 \\ P=i,q}}^n \left\{ \frac{\partial E[\varepsilon^2(t)]}{\partial w_{p_j}} \frac{dw_{p_j}}{dt} \right\}^2 \quad (3.105)$$

es automáticamente negativa.

Además, el vector $\dot{W}_r = dW_r/dt$ tiene una longitud, la cual se define:

$$\dot{W}_r^T \dot{W}_r = |\dot{W}_r|^2 = \text{constante} \quad (3.106)$$

Entonces la dirección del vector \dot{W}_r deberá hacer la derivada lo más negativa posible. Ya que:

$$\frac{dE[\varepsilon^2(t)]}{dt} = \sum_{j,p} \frac{\partial E[\varepsilon^2(t)]}{\partial w_{p_j}} \frac{dw_{p_j}}{dt} = \nabla_w \{E[\varepsilon^2(t)]\}^T \dot{W}_r \quad (3.107)$$

$\frac{dE[\varepsilon^2(t)]}{dt}$ tendrá claramente el valor más negativo, para un vector $|\dot{W}_r|$, si \dot{W}_r es perpendicular al valor del gradiente:

$$\dot{W}_r = -k \nabla_w \{E[\varepsilon^2(t)]\} \quad (3.108)$$

Así la ecuación (3.108) lleva a alcanzar una tasa más rápida de decremento de $E[\varepsilon^2(t)]$ para una tasa de cambio $|\dot{W}_r|$ dada.

Sustituyendo $E[\varepsilon^2(t)]$ en la ecuación (3.92) y utilizando la ecuación (3.83), encontramos que:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E[\varepsilon^2(t)]}{\partial w_{p_j}} &= -2E[x_{p_j}(t)r(t)] + 2 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^N w_{l_j} E[x_{p_j}(t)x_{l_j}(t)] \\ &= -2E \left[x_{p_j}(t) \left[r(t) - \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^N w_{l_j} x_{l_j}(t) \right] \right] \\ &= -2E[x_{p_j}(t)\varepsilon(t)] \end{aligned} \tag{3.109}$$

Entonces la ecuación (3.12) nos lleva:

$$\frac{dw_{p_j}}{dt} = 2kE[x_{p_j}(t)\varepsilon(t)] \quad 1 \leq j \leq N, P = I, Q \tag{3.110}$$

Hacer una implementación con la ecuación (3.110) es difícil debido al operador esperanza. Las señales $x_{p_j}(t)$ y $\varepsilon(t)$ están disponibles en el arreglo, pero no existe una manera para obtener el valor esperado $E[x_{p_j}(t)\varepsilon(t)]$ en un procesador en tiempo real. Por lo tanto es necesario usar algún tipo de estimador. Aunque existen varios tipos de estimador, se adopta el más sencillo de todos esto es reemplazar $E[x_{p_j}(t)\varepsilon(t)]$ con $x_{p_j}(t)\varepsilon(t)$. La ecuación de control de peso en el arreglo LMS entonces es:

$$\frac{dw_{p_j}}{dt} = 2kx_{p_j}(t)\varepsilon(t) \tag{3.111}$$

Esta ecuación es conocida como el algoritmo¹⁶ LMS de Widrow. La cual es equivalente al lazo de retroalimentación mostrado en la figura 3.5.

¹⁶ Un algoritmo es una regla de procedimiento para resolver un problema matemático recurrente.

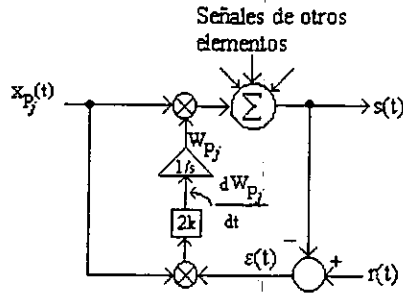


Figura 3.5. Lazo de retroalimentación del LMS

Ya que w_p es uno de los pesos en cuadratura en el arreglo adaptable, se necesitan dos lazos antes de cada elemento de la antena, uno para el canal en fase y otro para el canal en cuadratura como se muestra en la figura 3.6.

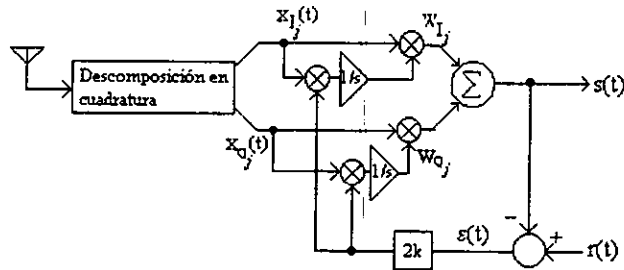


Figura 3.6. Retroalimentación LMS para un elemento

El lazo de control de la figura 3.6. es a menudo llamado *lazo de correlación*. Esta terminología es usada debido a que el lazo forma el producto de $x_p(t)$ y $\epsilon(t)$ e integra el resultado. Esto es, el peso $w_p(t)$ es:

$$w_p(t) = 2k \int_{-\infty}^t x_p(\eta) \epsilon(\eta) d\eta \quad (3.112)$$

que puede ser visto como un estimador de la correlación entre $x_p(t)$ y $\epsilon(t)$.

III.6.4. Puntos importantes de los diferentes algoritmos.

Una vez que se han presentado los tres algoritmos básicos para el control de un arreglo adaptable, cabe mencionar que el arreglo Shor, no ha recibido mucha atención, a diferencia de los arreglos LMS y Applebaum, debido a que es más complicado que los anteriores. La primera dificultad es el 'separador de señales'.

Con el arreglo LMS se necesita tener una señal de referencia que este altamente correlacionada con la señal deseada y no correlacionada con la interferente. Sin embargo para el arreglo Shor el problema se complica, ya que se debe estimar tanto la señal deseada como la no deseada, además que el lazo de retroalimentación es más complicado que en los otros algoritmos.

Se puede ver de las dos ecuaciones para encontrar los pesos óptimos, correspondientes a un arreglo Applebaum:

$$\frac{dW}{dt} + k\Phi W = k \mu T^* \quad (3.113)$$

y a un arreglo LMS:

$$\frac{dW}{dt} + k\Phi W = k S \quad (3.114)$$

que si $\mu T^* = S$ los dos arreglos se comportan de forma idéntica, además los pesos en estado estacionario de un arreglo LMS proporcionan una relación SINR máxima, por lo que desde el punto de vista matemático, la diferencia entre estos dos arreglos es mínima. Lo que los hace diferentes es su aplicación ya que un arreglo Applebaum es útil cuando se conoce anticipadamente el ángulo de arribo de la señal deseada y no necesita una señal piloto como el LMS.

Por otra parte el arreglo LMS no necesita el ángulo de arribo, siempre y cuando se tenga una señal piloto correlacionada con la señal deseada, esto hará que el patrón del arreglo siga de forma automática a la señal deseada, maximizando la relación SINR.

Sistemas de Radio Celular.

Objetivo:

Describir un sistema de radio celular, sus características principales y su diferencia con otros tipos de servicio de radio para comunicaciones móviles.

IV. Sistemas de radio celular.

IV.1. Antecedentes e historia.

Un sistema celular es la culminación de todos los anteriores sistemas de comunicación móvil, comenzando con la demostración de la comunicación tierra-móvil de Guglielmo Marconi en 1898. En verdad, los usos potenciales de los sistemas de radio celular van más allá de las comunicaciones móviles.

El primer uso importante del servicio móvil de radio utilizando un automóvil en lugar de un barco fue en 1921, cuando el Departamento de Policía de Detroit instaló un sistema de radio para su uso alrededor de la frecuencia de 2 MHz. El servicio tuvo tanto éxito que pronto se agotaron los canales disponibles. En 1932 el Departamento de Policía de la Ciudad de Nueva York instituyó el uso de la banda de 2 MHz para comunicaciones móviles. En 1934, el Comité Federal de Comunicaciones, FCC (*Federal Communication Commission*), abrió cuatro nuevos canales en la banda de los 30 MHz a los 40 MHz, y para

principio de los años 40 existía una infraestructura considerable por parte de la policía y otros servicios públicos. Para finales de los años 40 la FCC puso a disposición el servicio de radio móvil no solo para el sector público sino también para el sector privado.

En 1946, Bell Telephone Laboratories (BTL) inauguró el primer sistema móvil para el público, en St. Louis. Tres canales en la banda de 150 MHz fueron puestos en servicio. Otro sistema se instaló para dar servicio en la autopista Boston-Nueva York, comenzando a operar en 1947. El sistema punto a punto con operación en la banda de 35 a 44 MHz. Todos los sistemas iniciales eran sistemas simples *push to talk*. Debido a esto, en algunas áreas el número de canales no cubría las necesidades de demanda. Inicialmente seis canales con un espacio de 60 kHz estaban disponibles en la banda de 150 MHz. En 1955, el espacio de los canales fue reducido a 30 kHz, teniéndose 11 canales disponibles. En 1956, fueron añadidos 12 canales cerca de 450 MHz para cubrir la demanda pública requerida. Todos los sistemas en uso en ese tiempo, eran sistemas manuales y requerían de la asistencia de un operador para realizar las llamadas.

El primer sistema automático se instaló en 1964 y operaba en la banda de 150 MHz. Era un sistema *full-duplex*, eliminando a los sistemas viejos *push-to-talk*. Contaba con selección automática de canal y permitía al usuario marcar directamente, eliminando por lo tanto la necesidad de contar con un operador. La utilización, cada vez más intensa y extensa, de los sistemas de comunicación móviles, pronto planteó problemas de saturación en el espectro radioeléctrico; el avance tecnológico aportó soluciones para compartir los recursos. Así se crean los sistemas denominados troncales.

La saturación se dio en las zonas urbanas, donde operaban flotas dedicadas a diferentes servicios, independientes entre sí. En un principio cada una de estas flotas utilizaba su propia infraestructura con un canal en exclusividad, sin que el tráfico generado supusiera la saturación del mismo. Se planteó la posibilidad de que diferentes flotas, operantes en un mismo espacio geográfico, pudieran emplear el mismo canal radioeléctrico, así como la misma infraestructura (repetidor). Esta propuesta dio un ahorro económico a la vez que un mejor uso del espectro. Pero requirió que el sistema contara con mayor inteligencia y una

señalización que garantizase la privacidad de las comunicaciones es decir, que toda comunicación dirigida a una flota fuera escuchada por, y sólo por dicha flota. Además de compartir equilibradamente los recursos, tal aspecto dio la gestión de colas, ante el posible exceso de llamadas, y medición del uso realizado por cada flota a efectos de cobro de tarifas.

Cuando en una misma área se incrementaba el tráfico demandado, no importando el número de flotas a atender, era preciso aumentar el número de canales disponibles. Pero dada la correspondencia biunívoca entre radiocanal y canal de comunicaciones, la solución del problema consistió en incorporar nuevos transceptores a los repetidores saturados y en dotar de movilidad en frecuencia a los equipos terminales. Dicha movilidad fue en un principio manual, esto es, el usuario detectaba que el radiocanal en el que estaba sintonizado se encontraba ocupado, y cambiaba de radiocanal en su equipo para establecer una comunicación. Al incorporar inteligencia en los dos extremos de la red permitió con el tiempo que el cambio se efectuase directamente por el sistema. Los aspectos técnicos más destacados relacionados con lo anterior fueron: la tarificación y las técnicas de acceso múltiple¹⁷.

En 1969 se autorizaron y construyeron sistemas de móviles automáticos operando en la banda de 450 MHz. El sistema simple *push-to-talk* se clasificó como DPLMRS (*domestic public land mobile radio service*), mientras que los nuevos sistemas automáticos se clasificaron como servicio de telefonía móvil mejorado, IMTS (*improve mobile telephone service*). Antes de 1949, todos los servicios móviles eran proporcionados por las compañías de teléfonos, llamadas WCC (*wireline common carriers*). En 1949 la FCC autorizó una nueva entidad para prestar el servicio móvil, designada como RCC (*radio common carriers*).

El limitado número de canales con el que se contaba en comparación a la demanda que existía hacía a veces difícil la conexión del servicio, teniendo que intentar la llamada 3 ó 4 veces. Esta situación provocó el desarrollo de los sistemas de radio celular. Para diciembre

¹⁷ Ver anexo A

de 1971 la FCC publicó el documento Docket 18262 y el sistema Bell, que explicaban en detalle la arquitectura de lo que hoy se conoce como sistema celular de radio.

En junio de 1982, la FCC comenzó a aceptar las solicitudes de licencia para la construcción de sistemas celulares operando en los 30 mercados de mayor demanda de Estados Unidos de América. El primer sistema de telefonía celular que entró en funcionamiento fue el construido por AT&T en la ciudad de Chicago en octubre de 1983. De acuerdo con una regulación previa de la FCC cada nuevo mercado gozaría de dos licencias una para WCC y la otra para RCC. Esto con el objetivo de crear un ambiente de competitividad promoviendo el crecimiento de los sistemas en un tiempo razonable. Aunque todavía el servicio análogo satisface las necesidades de comunicación se ve claramente el desarrollo e implementación de nuevos sistemas digitales para la transmisión de voz y datos a través de la red celular, lo que dará como resultado redes de comunicación personal, PCN (*Personal Communication Network*) y el establecimiento de los servicios de comunicación personal, PCS (*Personal Communication Services*).

IV.2. Definición

La FCC definió el 22 de junio de 1981 a un sistema de radio celular como:

“Un sistema móvil terrestre de alta capacidad, en el cual el espectro asignado a este servicio esta dividido en pequeños canales que son asignados por grupos a áreas geográficas llamadas células, cubriéndose con ellas una zona llamada Área Geográfica de Servicio Celular”. Lo anterior con la finalidad de obtener un reuso de canales en diferentes células del área de servicio.

Los tres parámetros básicos que determinan a un sistema celular, son por lo tanto:

1. **Alta capacidad** - Teóricamente, un sistema celular puede ser configurado y expandido para servir a un número ilimitado de subscriptores. (Existen limitaciones prácticas que posteriormente se analizan).

2. **Células** - Son definidas como áreas de servicio individuales, y a cada una de ellas se le asigna un grupo de canales del total disponible en el espectro asignado. Los subscriptores en una célula determinada pueden utilizar los canales asignados a la célula. Un grupo de células adyacentes forma lo que se conoce como área geográfica de servicio celular. Un sistema puede crecer geográficamente añadiendo nuevas células o crecer en capacidad subdividiendo las células existentes.

3. **Reuso de frecuencias** - Permite que los canales asignados a una célula específica puedan ser utilizados de nuevo en otra célula, que este separada de la primera por una distancia suficiente para prevenir la interferencia de cocanal y el consecuente deterioro de la calidad del servicio. Así mientras que el sistema crece y se aleja de donde fueron asignados cierto número de canales, estos pueden ser reasignados de tal forma que el sistema siempre tenga canales disponibles para servir al usuario. El concepto de reuso de canales no sólo se utiliza en telefonía celular, también se utiliza en la mayoría de los sistemas de televisión y radio, aunque con una mayor cobertura.

IV.3. Sistemas de radio tradicionales vs. Sistemas de radio celular.

Una breve explicación de los sistemas de radio tradicionales ayudará a comprender mejor las ventajas de los sistemas celulares. En el esquema tradicional la señal transmitida es lo suficientemente potente como para que los canales asignados a cierto servicio no puedan ser reusados en las áreas cercanas. Esto limita fuertemente el número de canales disponibles para la prestación de un servicio. Debido a la potencia de los transceptores, el área de servicio puede ocupar varios kilómetros cuadrados. El área de cobertura depende de la potencia de los transceptores, altura de la antena y la frecuencia utilizada. A diferencia de los sistemas convencionales un sistema celular ocupa transceptores de baja potencia¹⁸, cada uno cubre un área pequeña. Debido a lo anterior la frecuencia de un canal utilizado en determinada célula puede ser reusada una y otra vez en células no adyacentes. Cada transceptor esta conectado a una oficina central de conmutación, que controla y monitorea

**ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA**

todo el sistema y provee la interfaz con la red telefónica conmutada pública, PSTN (*public switching telephone network*).

Las figuras 4.1 y 4.2 muestran el sistema convencional y el sistema celular respectivamente. Un resumen comparativo entre el sistema convencional y el sistema celular se muestra en la tabla 4.1.

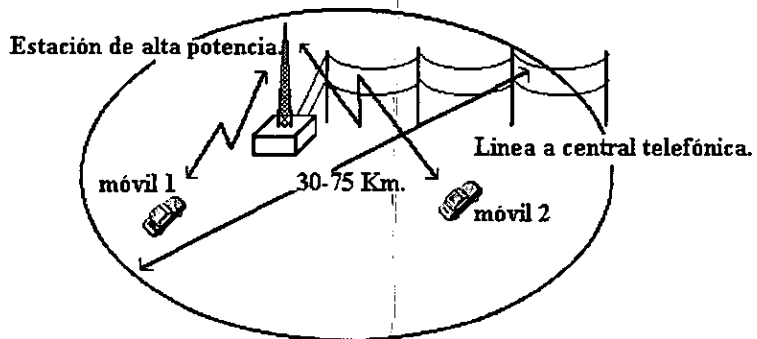


Figura 4.1 Sistema convencional de radio

¹⁸ 100 W máximo por canal permitido por la FCC para el sistema celular analógico AMPS.

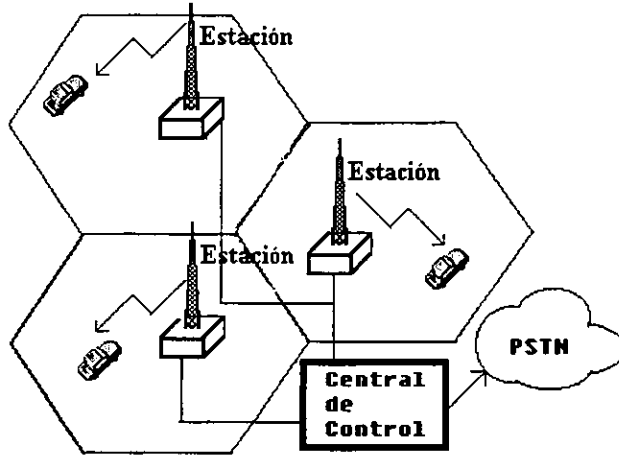


Figura 4.2. Sistema Celular

	Radio móvil convencional	Radio móvil celular
Tipo de transmisor.	Solo un transmisor en un lugar elevado para cubrir el área de servicio.	Múltiples transmisores en el sistema celular, cada uno operado en cada célula. La operación del sistema solo esta limitada por la interferencia de cocanal.
Potencia transmitida	Alta potencia	Baja potencia
Area de cobertura.	32-40 km. sin interferencia.	16-48 km.
Número de canales.	Numero limitado (depende del ancho de banda de cada canal y del espectro asignado).	El número depende del sistema celula empleocanales divididos en dos bandas

Tabla 4.1 Radio móvil convencional vs. Radio móvil celular.

IV.4. Configuración Celular.

Para lograr la cobertura de un área determinada, se puede colocar un transmisor con suficiente potencia para cubrirla con un campo electromagnético de suficiente intensidad. Una forma alternativa a esta arquitectura, es el colocar varios transmisores pequeños capaces de cubrir la misma área, dividiéndola previamente en zonas más pequeñas. Si consideramos que se tienen un número C de canales disponibles, y el número total de zonas N , entonces el número de canales por célula será igual a $S=C/N$ considerando que el tráfico es uniforme en toda el área de cobertura. Cada una de las zonas se conoce como célula, y una célula implica un área a la cual un transmisor sirve particularmente.

El grupo de células que contiene el número de canales sin reuso se le denomina *cluster*. Esto permite que en otro cluster se utilicen los mismos canales, dando lugar a un reuso de estos.

IV.4.1. Propiedades de la Geometría Celular.

El principal objetivo de las células en un sistema telefónico de radio portátil es el definir un área en la cual ciertos canales se asignen. La creación de células irregulares y el posicionamiento irregular de los transmisores, podrían ser aceptados en un sistema que inicia pero congelaría el crecimiento del sistema en el futuro. Debido a que los sistemas celulares necesitan ser expandidos a causa del aumento del tráfico, nuevas células y canales deben ser aumentados. Si se adopta una arquitectura irregular, esto llevaría al uso ineficiente del espectro destinado para el servicio, debido a la dificultad del reuso de frecuencias y a la interferencia de cocanal. También sería económicamente no costeable, debido al cambio de ubicación de los antiguos transmisores al ser instalados los nuevos, requiriendo de una reconfiguración celular cada vez que se quisiera hacer un crecimiento.

Por razones económicas es que se escogió una forma hexagonal para la célula. Ya que esta forma requiere de menos células para cubrir la misma área que con otras formas geométricas, por lo que también se necesitan menos transmisores. Debe mencionarse que la

forma hexagonal sólo se considera para propósitos de análisis y diseño teórico, ya que en la práctica debido a los patrones de radiación de las antenas y a las características geográficas de la zona de servicio, el hexágono sufre algunas distorsiones.

IV.4.2. Geometría Celular Hexagonal.

Como se ve en la figura 4.3, el mejor sistema coordenado para describir la estructura hexagonal de la célula consiste de dos ejes inclinados con un ángulo de 60 grados. Si dos puntos tienen las coordenadas (u_2, v_2) y (u_1, v_1) entonces la distancia entre ellos está proporcionada por

$$D = \sqrt{(u_2 - u_1)^2 + (v_2 - v_1)^2 + (u_2 - u_1)(v_2 - v_1)}$$

Considerando $(u_1, v_1) = (0,0)$, ó el origen que sea el centro y (u_2, v_2) valores enteros (i,j) se obtiene.

$$D = \sqrt{(i + j)^2 - ij}$$

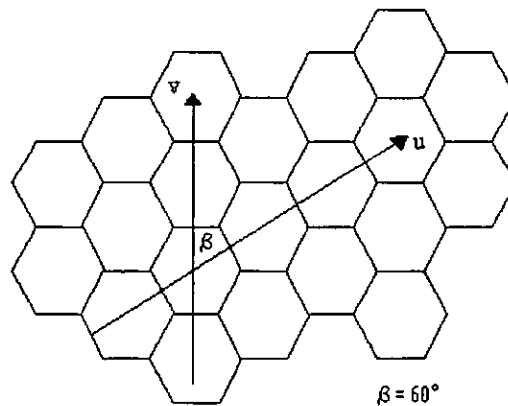


Figura. 4.3. Sistema Coordenado para un sistema celular.

IV.4.3. Asignación de canales.

Para una utilización eficiente del espectro radioeléctrico, se requiere un esquema de reuso de frecuencia que sea consistente con los objetivos del incremento de la capacidad y reducción de interferencia. Una gran variedad de estrategias de asignación de canal han sido desarrolladas para alcanzar estos objetivos, se pueden clasificar como fijas o dinámicas. La elección de la estrategia de asignación de canal afecta el desempeño del sistema, particularmente la manera en que las llamadas son manejadas cuando un usuario móvil es asignado de una célula a otra.

Estrategia de asignación fija de canal - A cada célula se le asigna un conjunto predeterminado de canales de voz. Cualquier intento de llamada dentro de la célula solamente puede ser atendida por los canales que no están en uso de esa célula en particular. Si todos los canales en esa célula están ocupados, la llamada es bloqueada y el suscriptor no recibe el servicio. Existen diversas variaciones para la estrategia de asignación fija. En una aproximación, llamada estrategia de préstamo (*borrowing strategy*), una célula puede pedir prestados canales de una célula vecina si todos sus canales están ocupados. El centro de conmutación móvil, MSC (*mobile switching center*), supervisa tales procedimientos de préstamos y asegura que el préstamo de canales no interrumpa o interfiera cualquiera de las llamadas en progreso de la célula donante.

Estrategia de asignación dinámica de canal - Los canales de voz no son asignados permanentemente a diferentes células. En lugar de esto, cada vez que se realiza un pedimento de llamada, la estación base de servicio pide un canal a la MSC. El conmutador entonces asigna un canal a la célula solicitante siguiendo un algoritmo que toma en cuenta la probabilidad de un futuro bloqueo en la célula, el uso de frecuencia del canal propuesto, la distancia de reuso del canal y otras funciones de costo.

En efecto, la MSC solamente asigna una frecuencia dada, si esta frecuencia no está en uso en ese momento en la célula o en cualquier otra célula que cae dentro de la mínima distancia permitida de reuso de frecuencia para evitar la interferencia de cocanal. La asignación dinámica reduce la probabilidad de bloqueo, lo cual incrementa la capacidad de

“trunking” del sistema, ya que todos los canales disponibles son accesibles a todas las células. Estas estrategias requieren a la MSC para juntar la información en tiempo real de la ocupación del canal, la distribución de tráfico y las indicaciones de potencia de la señal radiada RSSI (*radio signal strength indications*), de todos los canales para actualizar la base de datos. Esto aumenta el almacenamiento y la carga computacional en el sistema pero proporciona la ventaja de incrementar la utilización del canal y de disminuir la probabilidad de una llamada bloqueada.

IV.4.4. Handoff

Cuando un móvil se mueve a una célula contigua mientras se lleva a cabo una conversación, el MSC transfiere de manera automática la llamada a un nuevo canal perteneciente a la nueva base. Esta operación de transferencia que se conoce como handoff no sólo involucra la identificación de una nueva base, sino también requiere que las señales de voz y control sean asignadas a sus canales respectivos en la nueva base. El proceso de handoff es primordial para los sistemas celulares móviles, por lo que este tiene prioridad sobre las peticiones de llamada, al asignar canales que no se están usando en una célula. Para realizar el handoff se define un criterio con base en la calidad de señal que se está recibiendo, designando un mínimo calidad de la señal de voz en el enlace. Este debe ser escogido de una manera tal que el rango no sea demasiado amplio lo cual resultaría en procesos de handoff innecesario, ni tan pequeño que daría como consecuencia la pérdida del enlace mientras se lleva a cabo el handoff.

Al periodo en el que el usuario permanece sin realizar un handoff se le llama tiempo de reposo (*dwell time*). Este tiempo varía debido a diferentes factores, como propagación, interferencia, distancia entre la base y el usuario o la velocidad del móvil. Incluso si el móvil no se desplaza, el deterioro de la señal, puede ser ocasionado por desvanecimientos o el ambiente circundante a la base. Por lo tanto el tiempo de reposo de cada usuario puede variar de manera aleatoria pero está acotado.

El análisis correcto del *dwell time* es un parámetro importante para establecer el tiempo de handoff.

En la primera generación (sistemas analógicos), el MSC realiza mediciones de la señal recibida con el fin de decidir, con base en los parámetros de calidad que se tengan, el momento en el que debe efectuar el handoff.

En la segunda generación que utiliza tecnología digital TDMA¹⁹, las decisiones de handoff son asistidas por el móvil. En MAHO (*mobile assisted handoff*), cada móvil reporta a la base, que le está prestando servicio, la información concerniente a las bases circundantes. El proceso de handoff comienza cuando la señal de alguna de las bases circundantes es mejor que la actual, lo que permite realizar el handoff de una manera más rápida. Este sistema es muy recomendable para estructuras microcelulares.

Los sistemas basados en tecnología digital CDMA²⁰ permiten un proceso diferente de handoff, en el cual a diferencia de los sistemas canalizados, el término handoff no representa un cambio físico de canal asignado, lo que ocurre es que el MSC decide que versión recibida en las diferentes bases es mejor. De esta forma se define a la habilidad de seleccionar la señal instantánea de las diferentes señales recibidas de las bases, como *soft handoff*.

IV.4.5. Interferencia

La interferencia es el principal factor limitante en el desempeño de los sistemas de radio celular. Otro móvil en la misma célula, una llamada en progreso en una célula vecina, otras bases operando en la misma frecuencia y cualquier otra fuente ajena al sistema celular que se presente en el momento, constituyen fuentes de interferencia al sistema celular. La interferencia produce en canales de voz el fenómeno denominado "*cross talk*", donde los usuarios escuchan otras conversaciones como ruido de fondo en la recepción. En canales de control produce la pérdida o bloqueo de llamadas debido a errores en la señalización digital. La interferencia es mayor en áreas urbanas, debido al gran número de bases y

¹⁹ Ver anexo A.

²⁰ Ver anexo A.

móviles. Las dos formas de interferencia de mayor interés en el sistema celular son la interferencia de cocanal y la interferencia de canal adyacente.

IV.4.5.1. Interferencia de cocanal.

El concepto de reuso de frecuencia implica que un número determinado de células ocupan el mismo grupo de frecuencias en un área geográfica. Este grupo de células recibe el nombre de *células de cocanal* y la interferencia entre las señales de estas células se conoce como *interferencia de cocanal*. Debido a lo anterior es que las células de cocanal deben de estar separadas físicamente una distancia mínima que provea una atenuación suficiente por efecto de la propagación.

En una sistema celular donde el tamaño de las células es muy similar y la atenuación es homogénea, la interferencia de cocanal es independiente de la potencia radiada y se vuelve una función del radio de la célula (**R**), y la distancia al centro de la célula de cocanal más cercana (**D**). Incrementando la relación **D/R**, es decir la separación entre las células de cocanal en proporción al radio de estas es que la interferencia de cocanal se reduce, sin embargo el parámetro **Q**, llamado factor de reuso de cocanal, se relaciona con el tamaño del *cluster* (grupo de células en las cuales no existe un reuso de frecuencias). Teniendo para una célula de tamaño hexagonal la relación.

$$Q = \frac{D}{R} = \sqrt{3N}$$

N= Tamaño del cluster.

De esta relación se ve que un valor pequeño de Q provee una capacidad alta debido a que el tamaño del cluster es pequeño, pero un valor grande mejora la calidad de la transmisión ya que se tiene un nivel menor de interferencia de cocanal. Por lo que se debe de realizar un balance entre la capacidad y la interferencia de cocanal del sistema.

IV.4.5.2 Interferencia de canal adyacente.

Este tipo de interferencia es generada por canales adyacentes a la señal de interés. Debido a que el filtro selector tiene una caída con cierta pendiente diferente de lo que sería un filtro ideal. La señal de canal adyacente puede ser lo suficientemente grande para producir interferencia, por lo que se debe instalar el filtro adecuado y hacer una distribución de los canales disponibles con la finalidad de hacer uso de las características de atenuación por propagación disminuyendo así la interferencia de cocanal.

IV.5. Control de potencia.

En los sistemas de radio celular y comunicación personal la potencia de la unidad móvil se controla con la finalidad de asegurarse que se está usando la cantidad mínima necesaria para realizar el enlace. El control de potencia no sólo ayuda a un ahorro de la batería del móvil sino que reduce considerablemente la interferencia de cocanal generada por los transmisores móviles.

Existen un total de ocho tamaños de transceptores móviles que se dividen en clases. De la clase I a la clase IV se ordena en forma decreciente de acuerdo a su potencia. De la clase V a la VIII se han reservado para futuras definiciones. La clase IV solamente está disponible para un modo dual. El nivel de potencia máxima nominal (potencia radiada efectiva-ERP) para las primeras cuatro clases son:

Clase I, 6 dBW (4.0 W). para montar en el automóvil.

Clase II, 2 dBW (1.6 W). transportable.

Clase III, -2 dBW (0.6 W). portátil.

Clase IV, -2 dBW (0.6 W). Portátil

La célula puede variar la potencia del transceptor en paso de 4.0 dB. Existen un total de 10 pasos en la reducción de potencia. Para las clases I a III el cambio de niveles de potencia esta restringido a 7 pasos, y para las clases IV a la VIII se permiten un mayor número de pasos en la reducción de su potencia siendo un total de 10 como ya se mencionó. El ajuste

de la potencia está también limitado por la inteligencia construida en el transceptor celular y en el sistema. De esta forma si la base celular detecta un nivel alto en la señal recibida, le pide al transceptor móvil que disminuya su potencia de RF. De manera similar si detecta que la señal recibida es muy baja le pide al transceptor móvil que aumente su potencia de RF.

Nivel de potencia	Código	I	II	III	IV	V-VIII
0	000	6	2	-2	-2	R
1	001	2	2	-2	-2	R
2	010	-2	-2	-2	-2	R
3	011	-6	-6	-6	-6	R
4	100	-10	-10	-10	-10	R
5	101	-14	-14	-14	-14	R
6	110	-18	-18	-18	-18	R
7	111	-22	-22	-22	-22	R
8						-26± 3dB
9						-30± 6dB
10						-34 ±9dB

Nota R = reservado para definición.

Tabla 4.2 ERP del móvil

IV.6. Mejoras a la capacidad de los sistemas celulares.

Debido al crecimiento en la demanda de servicios de comunicaciones inalámbricas, y al número de canales asignados a una célula, resulta algunas veces difícil satisfacer la demanda de los usuarios. Es por esto, que técnicas como la división celular, sectorización y creación de microcélulas resultan de gran utilidad para la solución de problemas de demanda y crecimiento de los sistemas celulares.

IV.6.1. División celular

Es el proceso de subdividir a una célula congestionada en células de menor tamaño cada una con su transmisor y antena para cubrir la zona. Esto incrementa la capacidad del sistema ya que se incrementa el número de veces que se reusan las frecuencias asignada

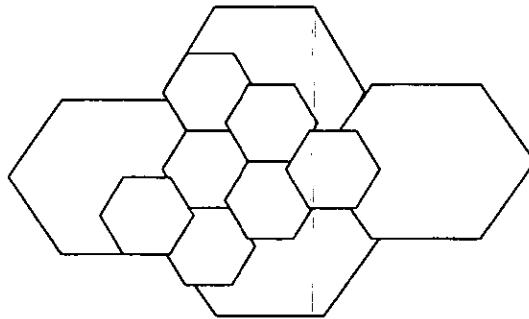


Figura 4.4. División celular.

IV.6.2. Sectorización

Otra forma de incrementar la capacidad del sistema es manteniendo el radio constante de la célula y disminuir de alguna forma la relación D/R . Para tal fin se utilizan antenas direccionales dividiendo una célula en sectores permitiendo así una asignación diferente de los canales disponibles. Cuando una célula se divide en sectores el número de canales disponibles forman grupos para cada sector

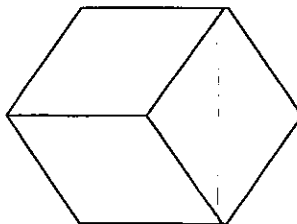


Figura 4.5. Célula sectorizada con antenas de 120°

IV.7. Conceptos fundamentales de un sistema celular.

Existen tres elementos en un sistema celular.

- 1) MSC, uno por sistema celular, provee la interfaz del sistema móvil con la red telefónica pública.

- 2) Bases celulares, BS (*base station*), que sirven de interfaz entre el móvil y la MSC.

- 3) Usuarios móviles, distribuidos en el sistema celular.

MSC y BS - Al hacer uso del servicio de radio celular, el móvil se comunica a la célula más cercana utilizando uno de los canales asignados a la célula. La célula está conectada a la MSC por algún tipo de medio ya sea microondas, fibra óptica o cable, esta última como ya se ha mencionado sirve de interfaz con la PSTN. Toda la información transmitida en esta línea utiliza señalización telefónica. Así es como una conexión estándar es utilizada en la MSC. Además esta última se encarga de administrar los canales de radio en cada una de las bases y los subscriptores en movimiento que hacen uso del servicio, manteniendo de esta forma la integridad de todo el sistema. Dependiendo de la demanda de tráfico que ocurra en cada una de las células es que se asigna el número de canales, ya sea de forma permanente o temporal. De una manera similar ocurre el número de conexiones de voz entre la célula y la MSC. Para lograr una conexión entre la célula y el usuario móvil, un canal de control (también conocido como canal de *paging*) es asignado a cada una de las células; de la misma manera existe un canal de regreso entre el móvil y la célula. Estos canales de control son de uso compartido dentro de una célula; además los canales de control transmiten información necesaria para asegurar que el móvil esté listo para establecer una comunicación ya sea para recibir o transmitir una llamada.

IV.7.1. Unidad Móvil.

En un sistema celular, la unidad móvil establece contacto con la célula más cercana a través de alguno de los diferentes canales de radio asignados a esa célula. Por esta razón es que se conoce a un teléfono celular como sistema de radio móvil celular, CMRS (*cellular mobile radio system*). Es importante mencionar que en un sistema celular existen dos tipos de usuarios los denominados HOME que son aquellos que se encuentran en el área de servicio en la cual realizaron su inscripción, y los denominados ROAMERS que se encuentran en un área celular distinta a la cual se subscribieron.

IV.7.1.1 Esquema de marcación.

Un objetivo del servicio celular es el de proveer acceso con marcación entre los teléfonos HOME y cualquier otro teléfono (fijo o móvil) a través de la PSTN. Un segundo objetivo es brindar servicio de la misma forma a los teléfonos ROAMERS. Con el fin de satisfacer ambos objetivos, es esencial que el teléfono móvil cuente con un número estándar en telefonía de 10 dígitos²¹ utilizando una cadena de 34 bits denominada como *número de identificación del móvil* (MIN). Esta conversión se realiza de la siguiente manera.

1) Los primeros 3 dígitos son codificados en 10 bits (designado como MIN2) con el siguiente algoritmo.

(a) Sea D1, D2, D3 y considérese el dígito 0 igual a 10.

(b) Se realiza la operación $100 * D1 + 10 * D2 + D3 - 111$

(c) El resultado obtenido en el paso (b) se transforma binario utilizando 10 bits.

2) El segundo grupo de 3 dígitos se forma de la misma forma que los obtenidos anteriormente en el paso (1).

3) Los últimos cuatro dígitos utilizan los 14 bits restantes de la siguiente forma.

²¹Macdonald, V.H. -The Cellular Concept- The Bell System Technical Journal, Vol. 58, No.1 Enero 1979, pp. 15-41.

(a) El dígito de la unidad de millar se representa con un código binario decimal (BCD) como se especifica en la tabla.

(b) Los ultimo tres dígitos se codifican con 10 bits siguiendo el algoritmo del paso (1).

Dígitos decimales.	Secuencia binaria.
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
0	1010

Tabla 4.3 Código binario para dígitos decimales 0-9.

El número generado de 34 bits identifica al usuario dentro de la célula. Para llamadas originadas en el suscriptor móvil, el sistema no solo necesita el número marcado, también necesita la identificación del usuario que esta originado la llamada. Esta identificación se realiza por un circuito integrado conocido como modulo de asignación numérica (NAM) el cual forma parte del teléfono celular. El chip NAM se programa inicialmente cuando el usuario se suscribe al servicio guardándose en el chip el número del usuario asi como la información que se requiera para la prestación del servicio. Una vez el chip NAM es programado, la información no puede cambiar a menos que se reemplace el chip. El móvil comienza la llamada marcando el teléfono deseado, el cual es almacenado en una memoria, una vez que el usuario esta seguro que es el número deseado, este se manda junto con la

demás información al apretar el comando (tecla) SEND. A este proceso de marcado en el cual se almacena primero antes de realizar la llamada recibe el nombre de *llamada de marcado pre-originado*.

IV.7.1.2. Localización del móvil.

Con el fin de mantener una buena calidad de voz y de transmisión de datos, la relación señal a interferencia S/I (relación que existe entre la señal deseada y las interferentes) del usuario móvil es monitoreada en la célula con intervalo de minutos, determinando así la interferencia de cocanal. Cuando la llamada se establece, inicialmente, el móvil localiza la célula adecuada explorando todos los canales de control (canal de paging) y selecciona aquel con mayor calidad (mayor relación señal a ruido S/N). Después que se estableció la llamada, el móvil se puede desplazar fuera del área original. Bajo estas circunstancias es necesario reenrutar la llamada original a una nueva célula, la cual provee al móvil de una mejor calidad de señal.

No es necesaria la localización exacta del móvil. Se puede tolerar un porcentaje de inexactitud. Una medida comparativa más que una medida absoluta de distancia o posición es necesaria. La técnica de medición debe de ser rápida para concordar con la dinámica de los usuarios. La información es requerida por la MSC con el fin de proveer al usuario con la mejor célula para el servicio. Sombras y desvanecimiento son factores importantes a considerar para la localización del móvil.

Los dos esquemas, que pueden ser utilizados para la localización del móvil son: medidas basadas en la dirección θ , y medidas basadas en la distancia r .

El esquema que es dependiente de la dirección θ , puede estar basado en arreglos de antenas direccionales o en antenas direccionales rotativas.

En el sistema de rotación la antena es girada hasta que la señal máxima es recibida del móvil. El método de antena giratoria es generalmente lento lo cual hace que la información

obtenida sea inconveniente para la toma de decisiones, además que su implementación en una célula no se da por los problemas mecánicos que se tienen. Por lo que el sistema de arreglos de antenas direccionales es el que se adapta mejor a las necesidades.

El esquema que depende de la distancia r , se puede basar en mediciones de la relación S/I o en el retraso de tiempo de propagación del SAT (*signal audio tone*) transmitido y el SAT recibido.

EL método de S/I es inexacto a menos que se tome un gran número de muestras de la señal recibida, el método de medición del retraso de propagación es exacto pero requiere de sistemas síncronos de medición lo cual lo hace complejo.

Ambos métodos son utilizados dependiendo del esquema celular que se este utilizando.

CAPÍTULO V.

GSM

(Sistema Global Móvil)

Objetivo:

Describir el Sistema Global Móvil (GSM), su arquitectura, características principales de manejo de tráfico de voz, datos, así como el procesamiento requerido para su operación.

V. GSM (Sistema Global Móvil).

V.1. Desarrollo del Sistema Global Móvil (GSM).

Global System for Mobile (GSM) es un estándar de sistema celular de segunda generación que fue desarrollado para resolver los problemas de fragmentación de los primeros sistemas celulares en Europa. GSM fue el primer sistema celular en el mundo en especificar servicios, modulación digital y arquitectura con niveles propios de una red para transmisión de datos. Antes de GSM, los países europeos empleaban diferentes estándares celulares a lo largo del continente, y no era posible para un cliente la utilización de una sola unidad de suscripción en toda de Europa. Originalmente GSM fue desarrollado como un sistema que cubriera las demandas de *roaming* de los usuarios europeos proveyendo una gran variedad de servicios con el uso de la red digital de servicios integrados, ISDN. El éxito alcanzado por GSM ha excedido las expectativas que se tenían al momento de su creación, y es ahora el estándar mundial más popular para los servicios de telefonía celular digital y PCS.

Muestra de esto es la cantidad de usuarios que se piensa que habrá para el año 2000 que es entre 20 y 50 millones de subscriptores alrededor de todo el mundo.

La tarea de llevar a cabo este proyecto, comenzó en el año de 1982 cuando la Conferéncia Européne Postes des et Télécommunication (CEPT) creó el Comité GSM (Groupe Spécial Mobile) para la elaboración de un sistema de comunicación móvil en la banda asignada de 900 MHz. Después GSM cambió a su nombre actual Global System for Mobile Communications por razones comerciales.

GSM fue introducido al mercado Europeo por primera vez en el año de 1991. A finales de 1993, GSM fue implementado en países de Sudamérica, Asia y Australia, así como el equivalente de GSM para PCS el DCS 1800 el cual se encuentra ubicado en la banda de 1.8 GHz a 2.0 GHz. En los Estados Unidos de America los primeros sistemas GSM fueron implementados en 1996 en la modalidad de PCS en la banda de 1.8 GHz. Actualmente algunas empresas interesadas en proveer servicio de PCS en México, han estudiado al sistema GSM como una posibilidad para ofrecer el servicio. No obstante de el actual auge por tecnologías como CDMA (IS-95)¹⁰, GSM resulta ser un sistema que a pasado ya la etapa de evaluación, por lo que se le puede considerar un sistema maduro, etapa que debiera de pasar CDMA.

V.2. Servicios.

Los servicios proporcionados por GSM siguen los lineamientos de ISDN y se clasifican como *servicios de telecomunicaciones o servicios de datos*. Los servicios de telecomunicaciones incluyen la telefonía móvil, tanto el tráfico originado en la base como el originado en el móvil. Los servicios de datos incluyen comunicación computadora a computadora y conmutación de paquetes. Los servicios del usuario se pueden dividir en tres categorías:

¹⁰ Ver anexo A.

Servicios de Telefonía - Incluyen llamada de emergencia y fax. GSM soporta también videotex y teletexto, donde estos últimos no forma parte integral del estándar GSM.

Los Servicios de Soporte - Que permiten la transmisión de señales apropiadas a la interfaz usuario-red y que ponen en marcha las funciones pertenecientes a las capas 1, 2 y 3 del modelo OSI (*open system interconnection*) de arquitectura de capas.

Servicios suplementarios de ISDN - Donde se incluyen, enrutamiento de llamada. Identificación de llamada, conferencia. Otros servicios incluyen la posibilidad de transmitir mensajes alfanuméricos, SMS (*short messaging service*) con una longitud limitada, en modo personal o de difusión. Entre las aplicaciones que se tiene para este servicio es el aviso de problemas de tráfico y estado del clima a los subscriptores.

Una de las características de mayor relevancia desde el punto de vista del usuario, es el Modulo de Identidad del Subscriber conocido como *SIM*, el cual es una tarjeta de memoria que contiene la información que identifica al usuario, con esta tarjeta se puede activar el servicio de GSM desde cualquier teléfono GSM, insertando además un código de cuatro dígitos. Realizado lo anterior el usuario recibirá todas las llamadas entrantes en la terminal que ha registrado y las llamadas que realice serán cargadas a su cuenta.

Además de lo mencionado anteriormente, el usuario cuenta con mayor seguridad al hacer uso del sistema celular ya que a diferencia de los sistemas en FM analógicos, que pueden ser monitoreados GSM utiliza métodos de codificación o encriptado para la transmisión digital.

V.3. Arquitectura del Sistema.

La arquitectura del sistema GSM consiste principalmente de tres grandes subsistemas interconectados, que interactúan con el usuario y la interfaz de la red. Los subsistemas son:

Subsistema de la estación de base, BSS (*base station subsystem*).

Subsistema de red y conmutación, NSS (*network and switching subsystem*).

Subsistema de soporte de operación, OSS (*operation support subsystem*).

La estación móvil, MS (*mobile station*) es un subsistema también pero se considera parte del BSS

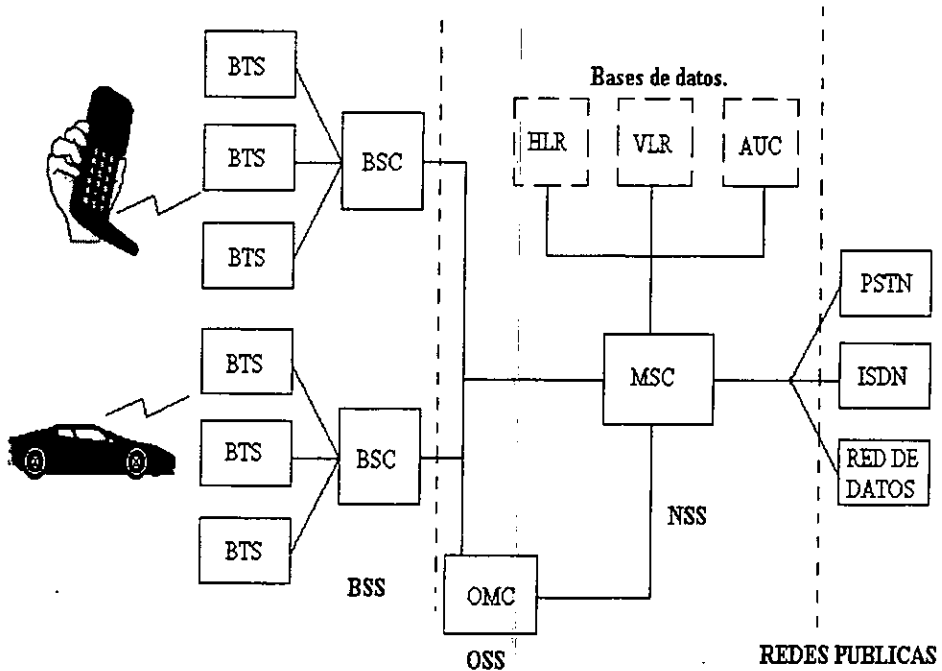


Figura 5.1. Arquitectura del Sistema GSM.

El BSS, también conocido como subsistema de radio provee y maneja las transmisiones de radio entre el MS y el MSC; maneja además la interfaz de radio y los demás subsistemas del GSM. Cada BSS se forma de varias estaciones de control, BSCs (*base station controllers*) que conectan al MS con el NSS mediante los MSCs. El NSS maneja las funciones de conmutación del sistema y permite a los MSCs la posibilidad de comunicarse con otras redes tales como la PSTN o la red digital de servicios integrados, ISDN (*integrated service digital network*). El OSS se encarga de la operación y mantenimiento del GSM y permite a los ingenieros monitorear, diagnosticar y corregir problemas en el sistema GSM.

Regularmente cada BSC controla varias estaciones base transceptoras, BTSs (*base transceiver stations*). La interfaz que conecta a un BTS a un BSC recibe el nombre de interfaz *Abis*. Esta interfaz lleva el tráfico y información de control y esta especificada por GSM como un estándar para los fabricantes. Sin embargo en la práctica existen algunas diferencias en la interfaz *Abis* lo que fuerza a utilizar al mismo fabricante para los equipos de BTS y BSC.

Los BSCs se encuentran conectados vía un enlace (propio o rentado) de microondas o línea de transmisión, al MSC. La interfaz entre el BSC y el MSC se denomina *Interfaz A*, estandarizada en GSM utilizando un protocolo SS7 llamado SCCP (*signaling correction control part*), que lleva las comunicaciones entre el MSC y el BSS, además de los mensajes de red entre los suscriptores y el MSC. La *interfaz A* permite a un proveedor de servicio utilizar el equipo de base y de conmutación de diferentes fabricantes.

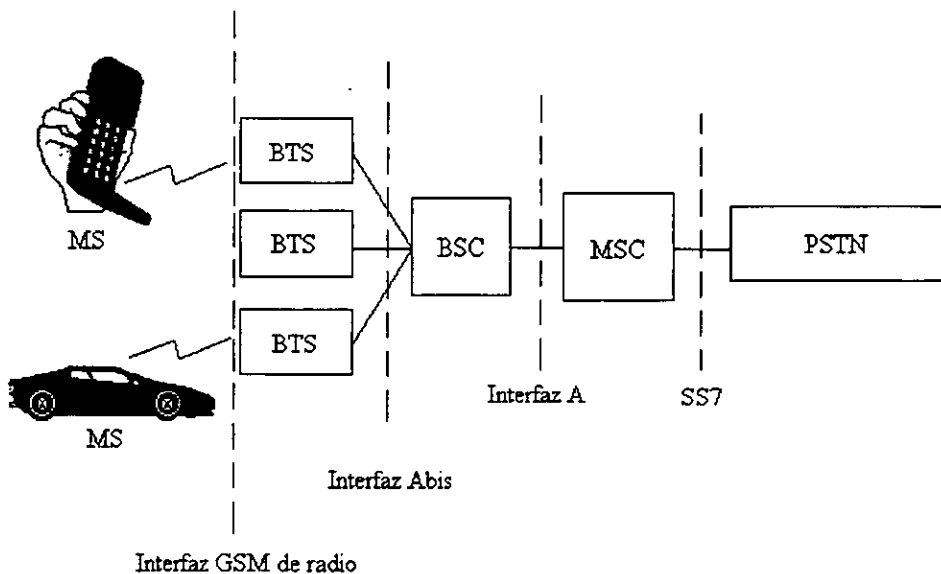


Figura 5.2. Interfaces de GSM.

El NSS maneja la conmutación de las llamadas GSM entre las redes externas y los BSCs en el subsistema de radio y además es responsable del manejo y de proveer acceso externo a las diferentes base de datos. El MSC es la unidad central en el NSS y controla el tráfico entre los BSCs.

En el NSS existen tres diferentes bases de datos:

HLR (*home location register*).

VLR (*visitor location register*).

AUC (*Authentication Center*).

La base HLR contiene la información del subscriptor e información de lugar de cada uno de los usuarios que reside en la misma ciudad del MSC. Cada subscriptor es asignado con un identificador llamado IMSI (*international mobile subscriber identity*), el cual sirve para reconocer a cada usuario si se encuentra en un sistema casero (*home*) o en un sistema *Roaming*.

La base VLR guarda temporalmente el IMSI cuando éste se encuentra en calidad de roamer. La base VLR se encuentra conectada a diferentes MSCs en zonas adjuntas o en una región geográfica determinada y contiene información de cada usuario visitante en el área. Una vez que un roamer se registra en la base VLR, el MSC manda la información necesaria a la base HLR donde esta el usuario visitante, con la finalidad de que las llamadas puedan ser debidamente enrutadas a través de la PSTN.

La AUC está fuertemente protegida, debido a que en ella se encuentran las llaves de encriptación para cada uno de los subscriptores en la base HLR y en la base VLR. La base AUC contiene además un registro llamado EIR (*equipment identity register*) el cual sirve para identificar teléfonos robados o fraudulentos.

El OSS soporta uno o varios centros de mantenimiento de operación, OMC (*operation maintenance centers*) los cuales son usados para el monitoreo y mantenimiento del desempeño de cada MS, BS, BSC y MSC en el sistema. El OSS tiene tres funciones principales:

1) Mantenimiento del hardware y operación de la red.

2) Procesos de facturación.

3) Manejo de todo el equipo móvil en el sistema.

V.3.1. Subsistema de Radio.

GSM utiliza 2 bandas de 25 MHz designadas en los países miembros. La banda de 890-915 MHz es usada para el enlace subcriptor-base (*reverse link*) y la banda de 935-960 MHz para el enlace base-subcriptor (*forward link*). GSM utiliza FDD y una combinación de los esquemas TDMA y FHMA para proveer el acceso a las bases con múltiples usuarios. El ancho de banda disponible se divide en canales de 200 kHz llamados ARFCNs (*absolute frequency channel numbers*). El ARFCN consiste de un par de canales (*forward-reverse*), los cuales se encuentran separados 45 MHz y cada canal se comparte en tiempo utilizando TDMA, teniéndose un total de 8 subscriptores en cada canal. Cada uno de los 8 usuarios utiliza el mismo ARFCN y ocupan únicamente una ranura de tiempo, TS (*time slot*) por trama. La combinación de un TS y un ARFCN forman un canal físico. Cada canal físico en GSM puede utilizarse como diferentes canales lógicos a diferentes tiempos, ya que según convenga puede dedicarse a información de tráfico, de señalización o de control.

Parámetro	Especificaciones
Frecuencia del canal usuario-base (<i>reverse</i>)	890-915 MHz
Frecuencia del canal base-usuario (<i>forward</i>)	935-960 MHz
Número de ARFCN	0 a 124 y 975 a 1023
Espaciamiento en frecuencia Tx/Rx	45 MHz
Espaciamiento de ranuras de tiempo Tx/Rx	3
Velocidad de transmisión Modulada	270,8333 kbps
Periodo de la trama	4.1615 ms
Usuarios por trama	8
Periodo de la ranura de tiempo	576,9 μ s
Periodo de cada bit	3.692 μ s
Modulación	0.3 GMSK
Espaciamiento de canal ARFCN	200 kHz
Interleaving (Retardo máximo)	40 ms
Tasa de bits del codificador de voz	13.4 kbps

Tabla 5.1. Especificaciones de la interfaz de aire GSM

V.4. Tipos de Canal GSM.

Existen dos tipos de canales lógicos en GSM, los llamados canales de tráfico, TCH (*traffic channel*) y los denominados canales de control, CCH (*control channel*). Los canales de tráfico, llevan la conversación codificada del usuario o datos que el usuario quiera transmitir y tienen la misma función y formato tanto en el enlace usuario-base (*forward link*) como en el base-usuario (*reverse link*). Los canales de control llevan instrucciones de sincronía y señalización entre la base y el MS, algunos tipos de canales de control sólo son usuario-base o base-usuario.

V.4.1. Canales de tráfico (TCH).

Pueden ser canales de tasa completa (*full-rate*) o de tasa media (*half rate*) y como ya se mencionó pueden llevar la voz codificada del usuario o datos que este quiera transmitir. Cuando se transmite utilizando un canal de tasa completa los datos del usuario ocupan un TS por trama. Cuando se utiliza tasa media los datos del usuario se mapean en un mismo TS pero en tramas alternadas. Esto quiere decir que dos usuarios de tasa media compartirán la misma ranura de tiempo pero transmitirán alternadamente cada trama.

V.4.2. Canales de control (CCH).

Existen tres canales principales de control en un sistema GSM. Estos son:

Canal de difusión, BCH (*broadcast channel*).

Canal de control común, CCCH (*common control channel*).

Canal de control dedicado, DCCH (*dedicated control channel*).

V.4.2.1 Canales de difusión (BCH).

Los canales de difusión operan en enlaces base-usuario en ARFCN específicos de cada célula, y transmiten información únicamente en la primera ranura de tiempo (TS 0) de algunas tramas GSM. A diferencia de los TCHs que son dúplex, los BCHs utilizan sólo el enlace base-usuario de forma similar al FCC (*forward control channel*) en el sistema celular analógico de primera generación, AMPS. El BCH provee sincronización a todos los móviles en una célula y ocasionalmente es monitoreado por el móvil en las células vecinas para que las decisiones de potencia y MAHO sean tomadas por usuarios fuera de la célula. Aunque la información de un BCH es transmitida en TS0 las otras 7 ranuras de tiempo son utilizadas para canales de tráfico o canales de control dedicados o simplemente son llenados con secuencias de prueba (*dummy*). Se puede además clasificar a un canal de difusión en tres diferentes canales.

a) **Canal de control de difusión, BCCH** (*broadcast control channel*) - Es un canal base-usuario que sirve para difundir información tal como la identidad de la célula o red y características de operación de la célula (disponibilidad de canales, congestión). El BCCH también difunde una lista de los canales que se encuentran en ese momento en uso en la célula.

b) **Canal de corrección de frecuencia, FCCH** (*frequency correction channel*) - Se transmite por primera vez en la trama 0 y se repite cada 10 tramas en una multitrama de control. El FCCH permite a la unidad del usuario sincronizar su oscilador a la frecuencia exacta de la base.

c) **Canal de sincronización, SCH** (*synchronization channel*) - Se transmite un TS0 de cada trama después de la trama FCCH y es usada para identificar a la estación que está prestando el servicio además de permitir al usuario sincronizar las tramas con la estación base. El número de trama, FN (*frame number*) que va de 0 a 2,715,647 es mandado con el código de identidad de la estación base, BSIC (*base station identity code*) durante la secuencia SCH. El BSIC es único para cada BST en un sistema GSM.

V.4.2.2 Canales de control común (CCCH).

Canal de Voceo, PCH (*paging channel*) - Provee señales de voceo de la base a los móviles en la célula y da aviso a un móvil en especial de la entrada de una llamada que se origina en la PSTN. El PCH transmite el IMSI del suscriptor, junto con una petición de confirmación de la unidad móvil en el canal de acceso aleatorio RACH. Además se puede usar el PCH para proveer difusión celular de mensajes de texto ASCII, como parte de las funciones SMS de GSM.

Canal de acceso aleatorio, RACH (*random access channel*) - Es un canal usuario-base utilizada por la unidad del subscriptor para confirmar una llamada del PCH y también se utiliza por la unidad móvil para hacer una petición de llamada. EL RACH usa en esquema de acceso ALOHA ranurado.

Canal de acceso acordado, AGCH (*access grant channel*) – Es utilizado por la base para proveer un enlace base-usuario con el móvil, y transporta datos que dan instrucciones al móvil de operar en un canal físico en particular (TS y ARFCN) con un canal de control dedicado en particular. El AGCH es el último mensaje que se envía en un CCCH antes de que el usuario sea movido del canal de control. EL ACGH es utilizado por la base para responder a una petición hecha en un RACH previamente.

V.4.2.3. Canales de control dedicados, DCCH (*dedicated control channel*).

Existen tres tipos de canales dedicados al igual que los canales de tráfico estos son dúplex, utilizando el mismo formato para el enlace base-usuario que usuario-base. Como los TCHs, los DCCHs pueden ocupar cualquier TS en cualquier ARFCN excepto TS0 del ARFCN del BCH.

SDCCH (*stand-alone dedicated control channels*) - Es un canal temporal que permite la conexión del usuario con la base mientras el MSC verifica la unidad suscrita y asigna los recursos necesarios para el móvil.

Canal de control asociado de baja velocidad, SACCH (*Slow Associated Control Channel*) - Este canal se encuentra siempre asociado con un canal de tráfico (TCH) o un SDCCH utilizando el mismo canal físico. En este canal se realizan secuencias de control de baja velocidad pero continuas, como es la potencia de transmisión del móvil. El canal de regreso del SACCH lleva información de la calidad y potencia de los TCH, además de mediciones del BCH de células vecinas.

Canal de control asociado de alta velocidad FACCH (*fast associated control channel*) -

Lleva mensajes urgentes, y esencialmente contiene el mismo tipo de información que el SDACCH. Un FACCH se asigna cuando un SDCCH no ha sido dedicado a un usuario en particular y se necesita un aviso urgente como puede ser una petición de *hand off*. El acceso del FACCH a un TS es por medio de una trama *stealing* en un canal TCH. Esto se realiza mandando dos bits llamados *stealing bits* en el canal TCH. Si los *stealing bits* se encuentran se entiende que el TS contiene información FACCH y no TCH.

V.5. Procesamiento de señales en GSM.

V.5.1. Codificación de voz

El codificador de voz de GSM se basa en un RELP (*residually excited linear predictor coder*) el cual se mejora al incluir un LTP (*long term predictor*). El codificador provee 260 bits por cada bloque de voz de 20 ms lo que nos da una tasa de bits de 13 kbps. Este codificador de voz fue seleccionado después de realizar varias pruebas a codificadores disponibles a finales de los 80s.

El codificador de voz de GSM toma en cuenta el hecho que en una conversación normal la persona habla menos del 40% del tiempo al aire por lo que utilizando un detector de voz, VAD (*voice activity detector*) GSM opera en un modo de transmisión discontinuo, DTX (*discontinuous transmission mode*) lo que da como resultado un mayor rendimiento en la vida de las baterías de la unidad del usuario. Un subsistema de confort de ruido, CNS (*comfort noise subsystem*) en el receptor introduce ruido de fondo con la finalidad de compensar los periodos de silencio volviendo la conversación más natural.

V.5.2. Codificación de los canales TCH/FS, SACCH y FACCH.

Los bits en la salida del codificador de voz son ordenados en grupos para la protección de errores, basándose en lo significativo que sean para la calidad de la voz. De los 260 bits por trama, se toman los 50 más importantes, llamados bits del tipo Ia, a los cuales se les agregan 3 bits de revisión de paridad. Esto facilita la detección de errores que son

corregibles en el receptor. Los siguientes 132 y los primeros 53 (50 Tipo Ia + 3 bits de paridad) son reordenados y se le agregan 4 bits (ceros), formando así un bloque de 189 bits. Este bloque es después codificado para protección de errores usando una tasa de $\frac{1}{2}$ para un codificador convolucional con una longitud $K = 5$, dando una secuencia de 378 bits. Los 78 bits menos importantes no cuentan con una protección contra errores y sólo se concatenan a la secuencia ya existente formando un bloque de 456 bits in una trama de 20 ms. El proceso de codificación para la protección de errores incrementa la tasa de datos de GSM a 22.8 kbps, ya que en la codificación de voz se tenía una tasa de 13 kbps.

Codificación de canal para los canales de datos – La codificación proporcionada por los canales de tasa completa para GSM (TCH/F9.6) está basada en el manejo de 60 bits para datos en intervalos de 5 ms, de acuerdo con la norma V.110 para modem de la CCITT. Si 240 bits de datos son afectados con 4 bits añadidos a un codificador convolucional de tasa media con longitud $K=5$. Los 448 bits codificados resultantes son reducidos a 456 bits de datos codificados (32 bits no son transmitidos) y la información es separada en cuatro ráfagas de 114 bits de datos que son intercalados en ranuras de tiempo consecutivas

Codificación de canal para los Canales de Control – Los canales de control de GSM se definen con una longitud de 184 bits, y son codificados utilizando un código binario cíclico reducido tipo ‘fire’, seguido por un codificador convolucional de tasa media.

El código ‘fire’ utiliza el polinomio generador:

$$G_5(x) = (x^{23} + 1)(x^{17} + x^3 + 1) = x^{40} + x^{26} + x^{23} + x^{17} + x^3 + 1$$

El cual produce 184 bits de mensaje, seguidos por 40 bits de paridad. Cuatro bits son adicionados para limpiar el codificador convolucional, proporcionando un bloque de 228 bits de datos. Este bloque es aplicado a un código convolucional de tasa media $K=5$, (CC(2,1,5) usando el polinomio generador $G_0(x) = 1 + x^3 + x^4$ y $G_1(x) = 1 + x + x^3 + x^4$ (los cuales son los mismos polinomios utilizados para codificar un canal de trafico TCH de Ia bits de datos). Los resultantes 456 bits codificados son intercalados en 8 tramas consecutivas en la misma forma que se hace con la voz en TCH.

V.5.3. Intercalado (*interleaving*).

Para minimizar el efecto de desvanecimientos repentinos en la información recibida, el total de 456 bits codificados entre cada 20 ms de trama de voz o de tramas de control de mensajes son segmentadas en ocho subbloques de 57 bits. Estos ocho subbloques, que forman una sola trama de voz, son distribuidos sobre ocho ranuras de tiempo TCH consecutivas (por ejemplo en ocho tramas consecutivas de una TS específica). Si una ráfaga se pierde debido a interferencia o desvanecimiento, la codificación de canal asegura que se habrá suficientes bits para ser recibidos correctamente, como para permitir una corrección de error. Cada ranura de tiempo del TCH lleva dos bloques de 57 bits de información de diferentes segmentos de voz (o control) de 20 ms (456 bits).

V.5.4. Cifrado (*ciphering*).

Modifica el contenido de los ocho bloques intercalados a través del uso de técnicas de encriptación conocidas solamente por la estación móvil y la estación base transeptora. La seguridad aumenta debido al hecho de que el algoritmo de encriptación es cambiado de llamada a llamada. En GSM se utilizan dos tipos de algoritmos de cifrado llamados A3 (previene accesos a la red no autorizados) y A5 (proporciona privacidad en radio transmisiones). El algoritmo A3 es utilizado para autenticar cada móvil al verificar el código de acceso del usuario en el SIM con la clave criptográfica en el MSC. El algoritmo proporciona el mezclado (*scrambling*) para los 114 bits codificados enviados a cada TS.

V.5.5. Formato de ráfaga.

Se añade información binaria a los bloques cifrados con el objeto de ayudar a la sincronización y ecualización de la señal que se va a recibir.

V.5.6. Modulación

El esquema utilizado por GSM es 0.3 GMSK donde 0.3 describe los 3 dB de ancho de banda del pulso de forma Gaussiana con relación a la tasa de bits (por ejemplo $BT=0.3$). GMSK es un tipo especial de modulación FM. Los unos y ceros binarios son representados en GSM por un cambio de ± 67.708 kHz en la portadora de RF. La tasa de información de un canal GSM es 270.8333 kbps, que es exactamente cuatro veces el cambio en frecuencia de la portadora. Esto minimiza el ancho de banda ocupado por el espectro modulado mejorando la capacidad de canal. La señal modulada en MSK pasa a través de un filtro gaussiano para suavizar las transiciones de frecuencia rápida, que de otra forma ocuparía un ancho de banda mayor.

V.5.7. Salto de frecuencia.

Bajo condiciones normales cada trama transmitida sobre un canal físico utiliza la misma frecuencia portadora. Sin embargo, algunos usuarios experimentan problemas graves de multitrayectoria, en cuyo caso la célula implementa un salto en frecuencia de baja velocidad para reducir los problemas de multitrayectoria o interferencia en ésta. A diferencia de los sistemas de espectro esparcido (*spread spectrum*) en los cuales el salto en frecuencia puede ocurrir de un bit a otro bit, en GSM el salto ocurre de una trama a otra teniendo tiempo el móvil de monitorear a las células adyacentes por lo que muchas veces se realiza un *handoff* en lugar de un salto en frecuencia.

V.5.8. Ecuación.

Se realiza por el receptor con la ayuda de una secuencia de entrenamiento transmitida a la mitad de cada ranura de tiempo. El tipo de ecualizador de GSM no está especificado y depende del fabricante.

V.5.9. Demodulación.

La trama de interés es demodulada en la ranura de tiempo TS, correspondiente con la ayuda de la información de sincronización que se le da a cada trama en la etapa de formato de ráfaga. Después de la demodulación la información binaria es descifrada, desintercalada y decodificada (codificación de canal y codificación de fuente). En la figura 5.3 se muestra el proceso que sufre una señal de voz desde su genera hasta que se recibe.

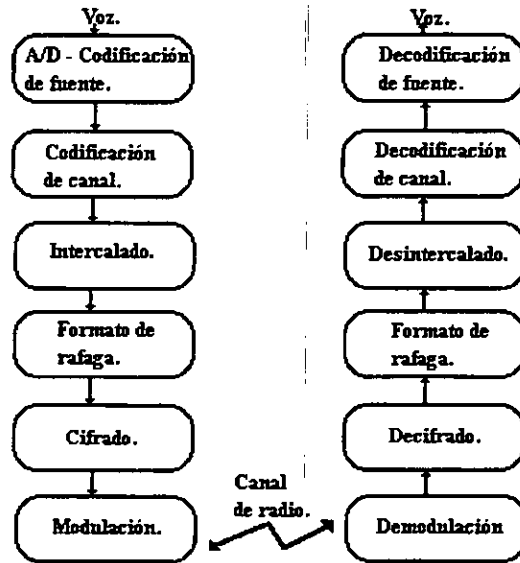


Figura 5.3. Procesamiento de señales en GSM

CAPÍTULO VI.

Simulación, Resultados y Conclusiones.

VI. Simulación, Resultados y Conclusiones

VI.1. Aplicación de la Tecnología

La capacidad de los sistemas de radio celular como se trató en el capítulo IV está limitada entre otros aspectos por la interferencia de cocanal, en él también se menciona que el tamaño del cluster depende dicha interferencia y está relacionado con el factor de reuso del sistema, por lo que la capacidad de realizar configuraciones celulares donde el cluster este formado por un menor número de células incrementaría el factor de reuso, obteniéndose un sistema más eficiente.

En consecuencia la capacidad un sistema celular puede ser incrementada si se puede tolerar un nivel mayor de interferencia de cocanal, este puede ser logrado si el haz receptor de la antena de la base se concentra en el móvil de interés y disminuyendo la potencia de las terminales de abonado.

En el capítulo III se describe el funcionamiento de las antenas adaptables y su capacidad para localizar y enfocar la señal de interés. Dentro de los algoritmos de control se muestra el algoritmo LMS, así como los requerimientos por parte de este para su funcionamiento. Como se explica en el desarrollo del algoritmo, este requiere una señal piloto para realizar el proceso de adaptación, localizando y siguiendo a la señal deseada.

Cuando se expone al sistema GSM se observa que dentro de la trama de información, existe una secuencia de entrenamiento (utilizada por el equalizador). Dicha secuencia resulta una señal adecuada para servir como señal piloto a un arreglo adaptable controlado por un algoritmo LMS.

VI.2. Simulación del sistema

Con la finalidad de evaluar las facilidades ofrecidas al implementar una antena adaptable en la base de una célula del sistema GSM, se realizó un conjunto de experimentos bajo la metodología de simulación.

VI.2.1. Estructura del programa de simulación.

El programa de simulación opera dentro del ambiente de MATLAB realizando las siguientes funciones:

Captura de parámetros – Los parámetros requeridos por el simulador en orden de acceso son:

Vectores – nombre de la variable que contiene a la secuencia de vectores (longitud de 26 bits) no correlacionados, estos vectores se forman con los bits de entrenamiento del sistema GSM. Existe un vector para cada móvil que se vaya a utilizar.

Número de elementos del arreglo.

Tipo de arreglo – ‘l’ para un arreglo lineal y ‘c’ para una arreglo circular.

Además de los parámetros mencionados el programa acepta; tasa de bits, grosor de la línea para la gráfica del patrón y el número de muestras por ciclo de la señal modulada. Si los parámetros mencionados no son especificados el programa toma valores por omisión.

Generación del arreglo – Una vez especificado el tipo de arreglo ,el programa genera un arreglo cuya característica es que esta formado por monopolos de longitud de $\lambda/2$ y equiespaciados $\lambda/2$ ¹¹.

Captura de trayectorias – Utilizando el *mouse* de la computadora se indican los puntos principales de la trayectoria de cada móvil. El programa genera veinte puntos interpolando entre cada punto que se le dio.

Despliegue de trayectorias – Realizada la interpolación, el programa hace la gráfica cada una de las rutas generadas.

Cálculo de fase de la señal – El programa calcula la fase de la señal de la fuente emisor al llegar cada uno de los elementos del arreglo.

$$\theta = \frac{d}{\lambda} 2\pi$$

Donde θ la fase en radianes, d es la distancia en longitudes de onda (en este caso la longitud de onda de la portadora) del móvil al elemento que se está calculando y λ es la longitud de onda de la portadora.

El cálculo anterior se hace con el objeto de observar los cambios de fase de la señal en cada uno de los elementos del arreglo lo que sirve para generar la entrada al algoritmo.

Cálculo de atenuaciones – El programa calcula la atenuación de los móviles a cada elemento del arreglo utilizando el modelo de propagación en el espacio libre.

Cálculo de los pesos – El cálculo de los pesos se realiza utilizando el algoritmo LMS tomando bit por bit (modulado), como entrada del sistema. Esto es el algoritmo no considera al bit (lógico), sino a las muestras de la portadora. La utilización del algoritmo

¹¹ B. Widrow., Adaptive Antenna Systems, December 1967 IEEE.

LMS se debe a la simplicidad y facilidad en la realización de los cálculos, en relación con otros algoritmos, el vector de pesos óptimos esta dado por

$$\begin{aligned}W_{k+1} &= W_k - \mu \hat{\nabla}_k \\W_{k+1} &= W_k + 2\mu \varepsilon_k X_k\end{aligned}$$

La constante de aprendizaje μ se determina experimentalmente, debiéndose usar un valor para el cual el aprendizaje sea lento; ya que debido al número de muestras que el algoritmo recibe. El uso de una constante para un aprendizaje rápido lleva al seguimiento de alguna de las otras señales y no a la señal deseada.

A partir de la expresión anterior podemos observar que el algoritmo LMS puede implementarse en un sistema práctico de forma simple y eficiente. En el cálculo del vector de pesos óptimos se observa como el nuevo vector $[W_{k+1}]$, está relacionado con el vector anterior $[W_k]$ y el error de la señal deseada con la generada $[\varepsilon_k]$; donde X es el vector de entradas (formado por la señal recibida en cada elemento del arreglo).al algoritmo

Generación del patrón – De los pesos obtenidos para la antena se tiene una amplitud y una fase en cada elemento. Utilizando el concepto de factor de arreglo¹² y factor de elemento el programa gráfica el patrón de radiación de la antena. Se normaliza el patrón para que el haz principal no salga de la región de la célula.

Cálculo de M/I – El M/I es una relación que se determina tomando en consideración que se tiene una lectura de 0 dB en el móvil de interés y cuanto se tiene en el móvil interferente. Es una medida que nos sirve para ver el desempeño de la antena ya que el objetivo de su implementación es la disminución de la interferencia de cocanal.

Cabe mencionar que se tomó un portadora de 900 MHz con una desviación para la modulación en frecuencia de ± 70 kHz. (en el sistema GSM la desviación es de 67.7 kHz).

¹² Stutzman, Warren L. 'Antenna Theory and Design'. 1981, John Wiley. pp.164-165.

Los cálculos de atenuaciones, fase, pesos, generación del patrón y cálculo de la relación M/I se realizan para cada uno de los puntos calculados en la interpolación de la trayectoria.

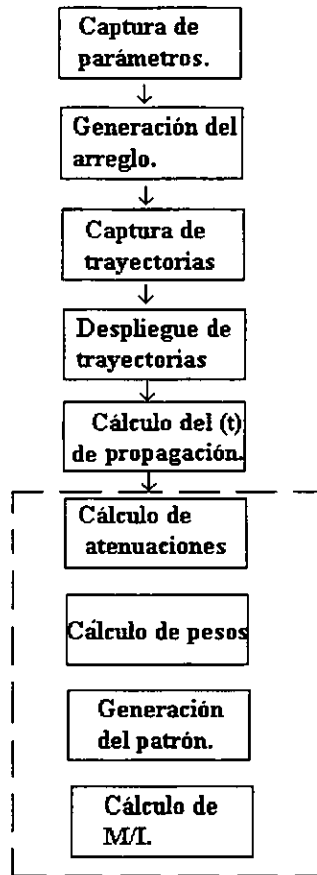


Figura 6.1. Esquema del programa de simulación.

VI.2.2. Experimento 1

El primer experimento que se propone es realizar una simulación utilizando arreglos formados por 6 elementos, tanto lineal como circular, para observar el desempeño de cada uno. Se utilizan 3 móviles, uno de interés y dos interferentes. Las figuras 6.2, y 6.3, muestran diferentes instantes a lo largo de la trayectoria del móvil de interés, utilizando un arreglo lineal. Las figuras 6.4 y 6.5, muestran un arreglo circular (inicio y final de trayectoria. M1, móvil de interés, M2 y M3 móviles interferentes.

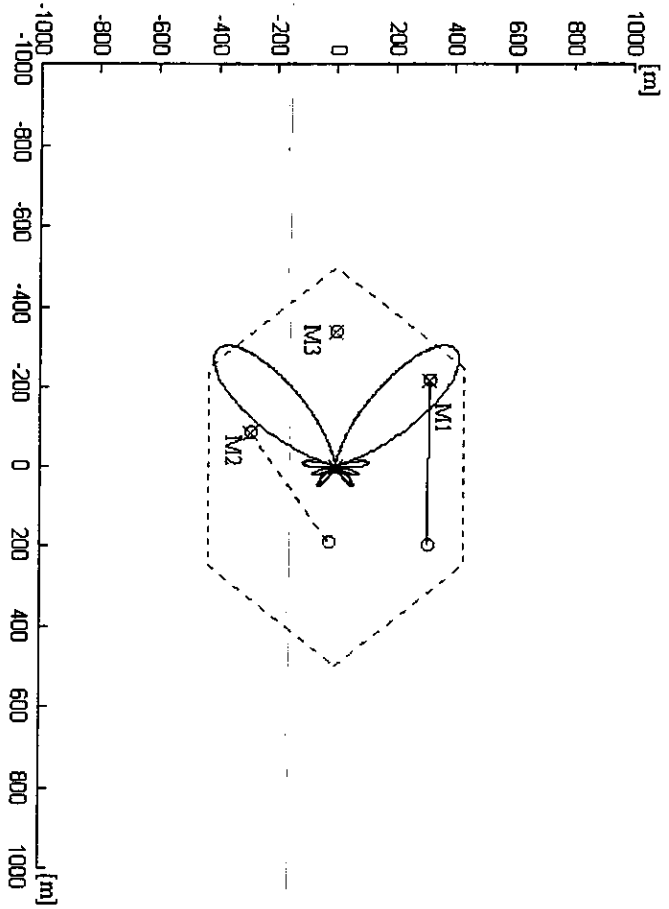


Figura 6.2. Secuencia inicial de la simulación para un arreglo lineal de 6 elementos

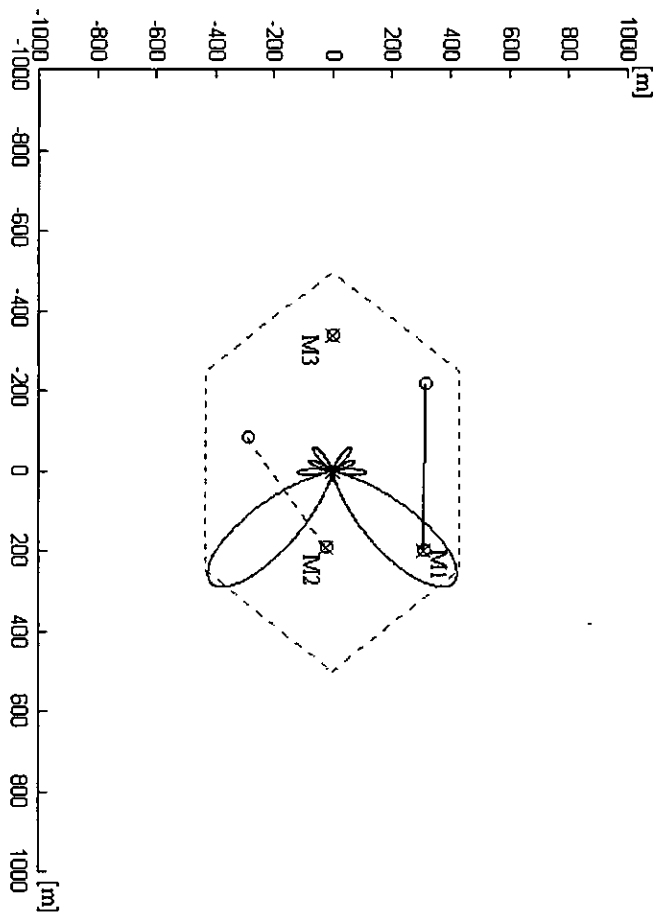


Figura 6.3. Secuencia final de la simulación para un arreglo lineal de 6 elementos

En la primera figura 6.2 se observa una situación en la que el móvil de interés se desplaza en una trayectoria de izquierda a derecha, el móvil M3 se encuentra en la misma posición del inicio hasta el final de la simulación y el M2, lleva una trayectoria en un eje inclinado de izquierda a derecha. Se observa como el haz principal se encuentra en dirección del móvil, aunque por el tipo de geometría del arreglo este genera un haz con simetría axial. Se ve en la gráfica como en dirección de los móviles interferentes el patrón presenta nulos o lóbulos de menor tamaño.

Para la segunda gráfica 6.3 el móvil de interés a llegado a la posición final se puede observar también como el lóbulo mayor se encuentra en dirección del móvil y la presencia de nulo en la dirección de los interferentes.

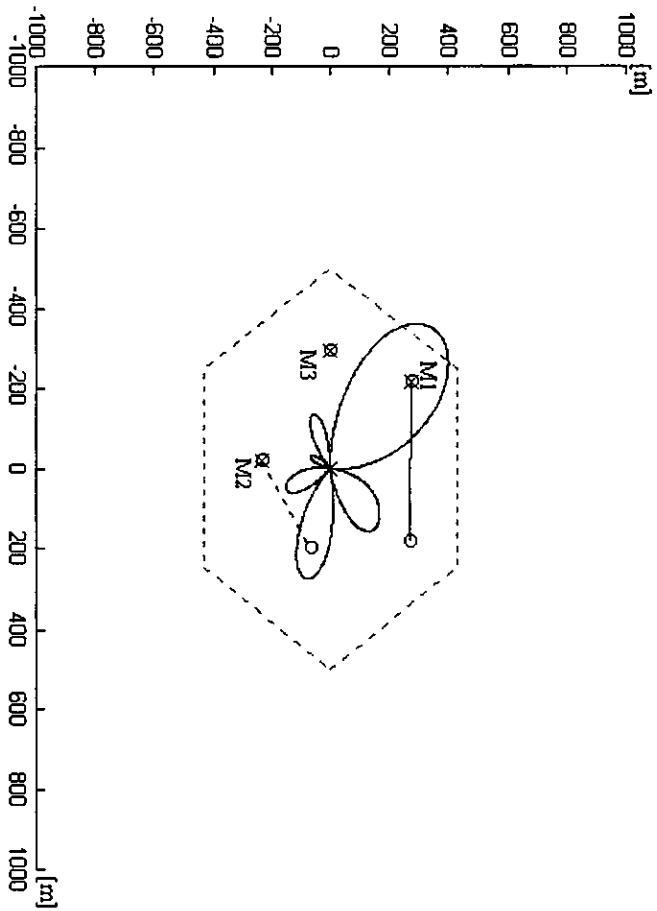


Figura 6.4. Secuencia inicial de la simulación para un arreglo circular de 6 elementos

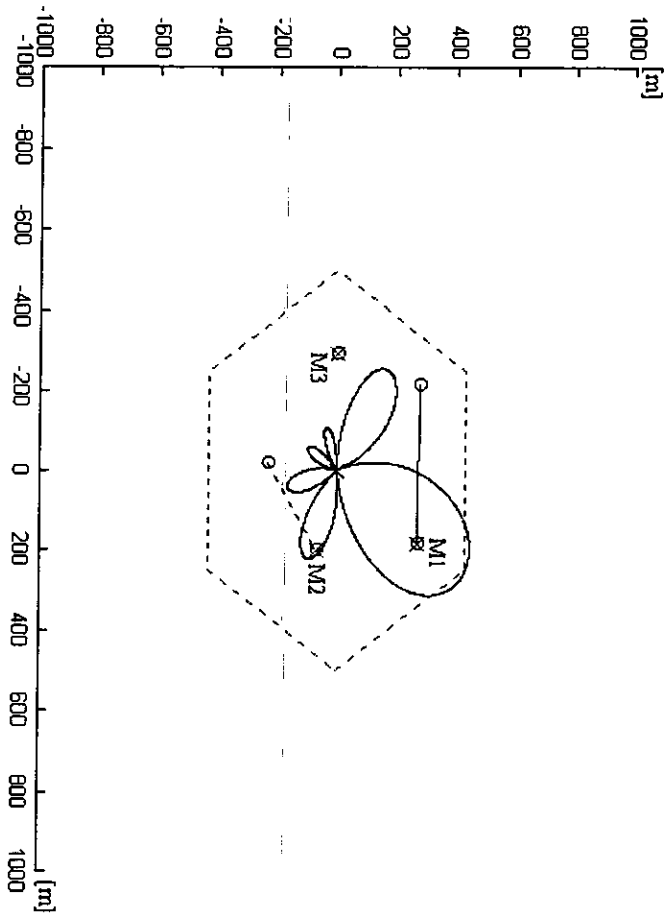


Figura 6.5. Secuencia final de la simulación para un arreglo circular de 6 elementos

La figura 6.4 muestra el instante inicial de una situación parecida a la utilizada con el arreglo circular de 6 elementos. Los móviles describen trayectorias similares a la de la figura 6.2 pero a diferencia de esta el patrón generado no presenta simetría axial, también se observa que como con el uso de arreglos lineales el lóbulo mayor se encuentra en dirección del móvil de interés y como el patrón presenta lóbulos de menor tamaño o nulos en la dirección de los interferentes.

En la figura 6.5 se observa la secuencia final y como a diferencia del arreglo lineal el lóbulo mayor del arreglo circular utilizado es menos directivo, sin embargo los móviles interferentes se encuentran ya sea en un lóbulo menor a en dirección de un nulo.

VI.2.3. Experimento 2

Para este experimento se propone la utilización de un arreglo circular con un número mayor de elementos para analizar los beneficios y de ser así el mejor desempeño del arreglo al aumentar el número de elementos que lo forman (12 elementos). La figuras 6.6 y 6.7 muestran los patrones obtenidos al realizar la simulación para el instante inicial y final de la trayectoria del móvil. Se observa que el lóbulo mayor es más angosto debido al uso de un mayor número de elementos en el arreglo.

Además de los ejemplos mostrados después se ilustra una situación crítica para el arreglo lineal donde debido a la simetría axial de las trayectorias del móvil de interés y el o los interferentes la relación M/I disminuye notoriamente. Figura 6.8

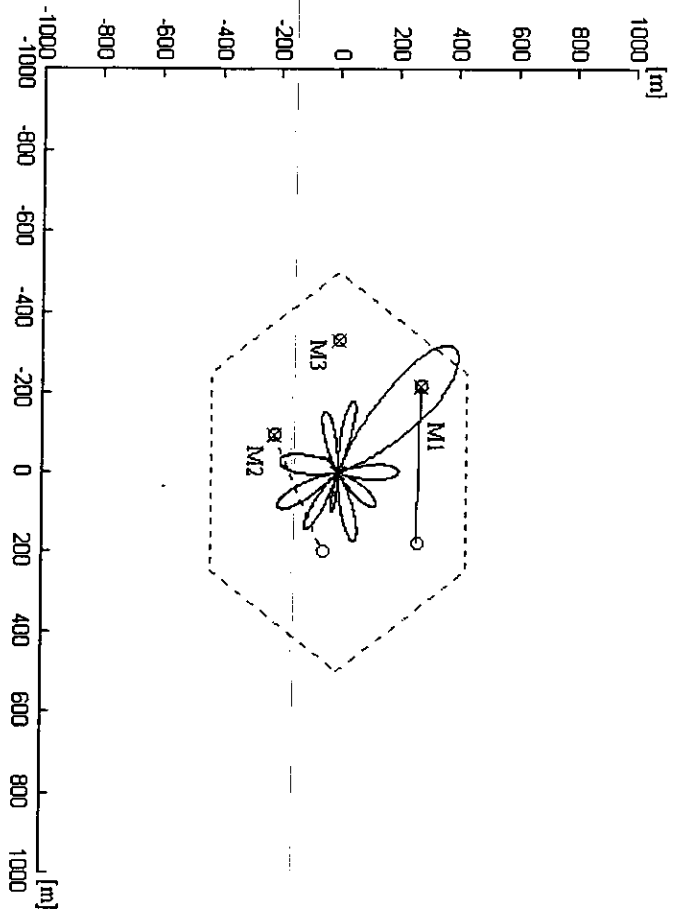


Figura 6.6. Secuencia inicial de la simulación de un arreglo circular de 12 elementos

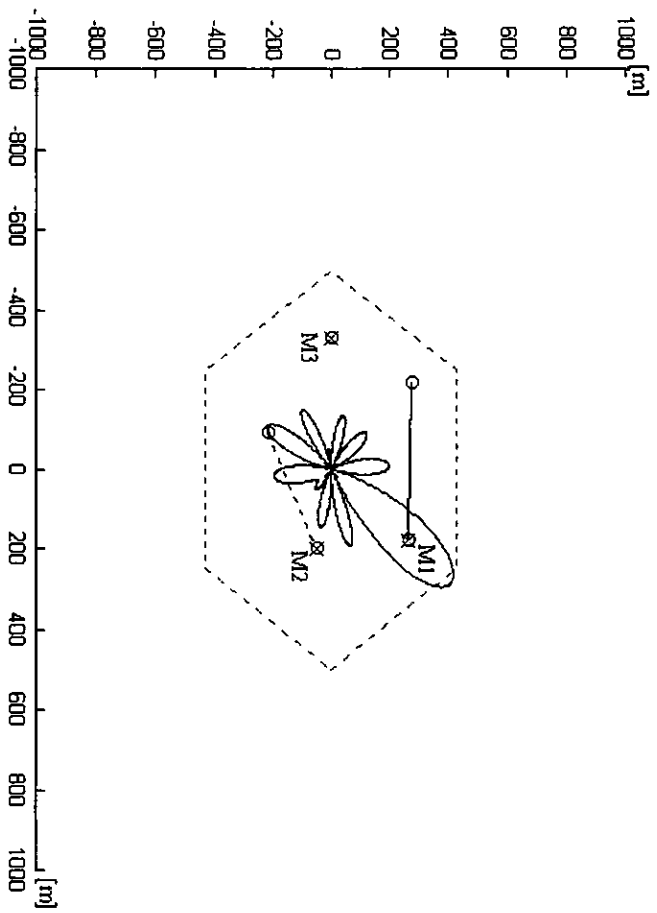


Figura 6.7. Secuencia final de la simulación de un arreglo circular de 12 elementos

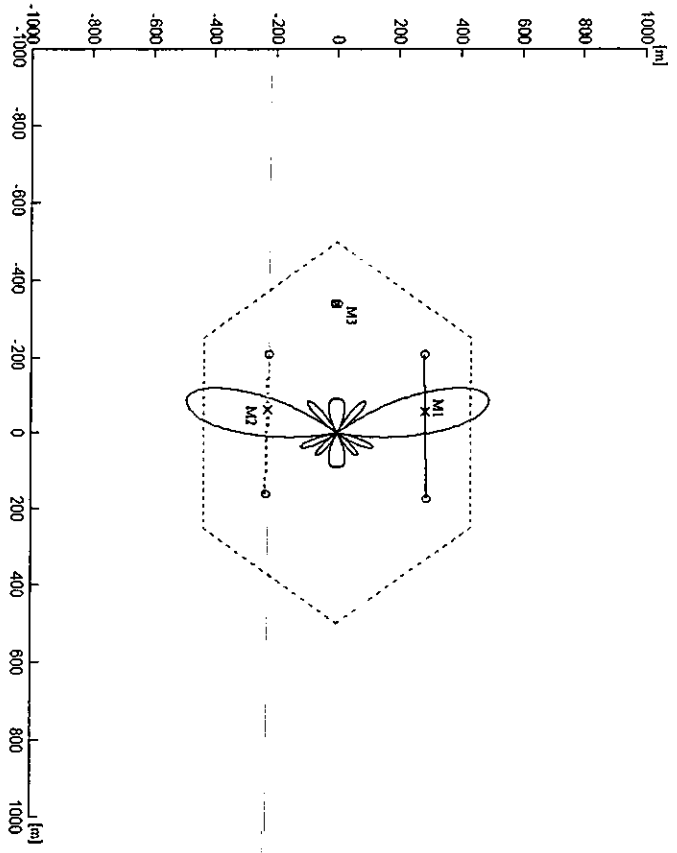


Figura 6.8. Simulación para un arreglo lineal con trayectorias con simetría axial de los móviles 1 y 2

Para este último caso, figura 6.8, para el instante mostrado se obtuvo la siguiente relación M/I , y se puede observar lo que se afirma anteriormente.

Móvil	dB.
M1	0
M2	-1.92
M3	-34.31

Tabla 6.1 Datos de la figura 6.8.

VI.3. Análisis de los Resultados.

De los experimentos que se proponen se obtiene las tablas 6.2 y 6.3. La primera muestra los datos que se generan al utilizar un arreglo lineal de 6 elementos y un arreglo circular también con 6 elementos, en una situación similar.

		ARREGLO LINEAL [dB]	ARREGLO CIRCULAR [dB]
Inicial (t0)	Móvil 1	0	0
	Móvil 2	-34.29	-60.20
	Móvil 3	-146.44	-162.60
Intermedia (t1)	Móvil 1	0	0
	Móvil 2	-32.01	-41.36
	Móvil 3	-153.52	-124.96
Intermedia (t2)	Móvil 1	0	0
	Móvil 2	-25.92	-12.99
	Móvil 3	-157.65	-148.36
Final (t3)	Móvil 1	0	0
	Móvil 2	-108.01	-15.37
	Móvil 3	-165.70	-125.12

Tabla 6.2. Datos generados del experimento 1

De los resultados que muestra la tabla 6.2 se observa que ambos arreglos mantienen una relación M/I aceptable a lo largo de toda la trayectoria de los móviles. El experimento 1 es sólo una muestra de varios experimentos realizados, utilizando los arreglos del experimento

1. Se observa que los arreglos lineales son capaces de generar relaciones M/I mejores, debido a que presentan patrones más directivos, lo anterior se cumple siempre y cuando no exista una simetría axial, del móvil o móviles interferentes y el móvil de interés, ya que como se observa en las figuras 6.2 y 6.3 el arreglo lineal genera patrones con una simetría geométrica respecto a la posición del arreglo.

Por otra parte el arreglo circular mantiene relaciones M/I aceptables a lo largo de toda la trayectoria, pero los lóbulos que genera poseen menor directividad.

Debido a lo anterior es que se propuso el experimento 2 (utilizar un arreglo con un número mayor de elementos), ya que por el tipo de situaciones que se pudiesen presentar en una célula, resulta más adecuado el uso de un arreglo que no presente problemas en caso de existir trayectorias o posiciones de los móviles con simetría axial.

		[dB]
Inicio (t0)	Móvil 1	0
	Móvil 2	-29.96
	Móvil 3	-156.77
Intermedio (t1)	Móvil 1	0
	Móvil 2	-42.83
	Móvil 3	-143.01
Intermedio (t2)	Móvil 1	0
	Móvil 2	-16.96
	Móvil 3	-159.18
Final (t3)	Móvil 1	0
	Móvil 2	-24.06
	Móvil 3	-149.21

Tabla 6.3. Datos generados del experimento 2.

En el experimento 2, se observa de la tabla 6.3. que la relación M/I se ve mejorada, al contar el arreglo con un mayor número de elementos; lo que le da la posibilidad de generar

una mayor diversidad de patrones para tener un mejor desempeño pudiéndose adaptar mejor a diferentes situaciones. Gracias a que el arreglo cuenta con un mayor número de elementos este puede generar mejores nulos o lóbulos pequeños en dirección de los móviles interferentes, sin descuidar al móvil de interés

VI.4. Conclusiones

Debido a la creciente demanda de servicios de comunicaciones por la sociedad actual, las empresas se ven obligadas a ofrecer soluciones; ya sea con la creación de nuevas tecnologías o con la optimización de las tecnologías ya existentes. El área de las comunicaciones inalámbricas personales es un sector tecnológico que sufre de un crecimiento acelerado debido a la gran penetración de mercado que tiene ya que ofrece herramientas para un mejor desempeño de las personas y una mayor calidad de vida.

Como se observa a lo largo del desarrollo de este trabajo, las antenas forman una parte muy importante en los sistemas de comunicación inalámbrica, ya que de estas depende en gran parte el desempeño de dichos sistemas. Por lo que el desarrollo de antenas con un mejor desempeño forma parte de la evolución de los sistemas de comunicación inalámbrica.

Por otra parte, como se ve en el desarrollo del trabajo, la evolución en las antenas ha llevado a crear sistemas con mejor rendimiento, por estar operando en conjunto con sistemas de control, lo que permite obtener un comportamiento enfocado al logro de un objetivo dado.

Las antenas adaptables son parte de esta evolución ya que son útiles en los sistemas de radar y comunicaciones que están sujetos a interferencias. Estas antenas cambian sus patrones automáticamente en respuesta al ambiente de señales. También optimizan la relación señal a interferencia a la salida del arreglo.

Los arreglos adaptables eliminan la radiación no deseada en forma diferente a otras antenas al generar nulos en las direcciones de las fuentes interferentes. El patrón de un arreglo

adaptable en ocasiones tiene lóbulos laterales grandes, pero solamente en direcciones donde no existe una fuente interferente.

Dentro de estos sistemas de antenas adaptables se observa que el tipo LMS resulta adecuado para un esquema celular ya que a diferencia de otros como el Applebaum, este no requiere del conocimiento a priori de la dirección de procedencia de la señal deseada. Sin embargo queda para otra investigación, el evaluar el desempeño de arreglos tipo Applebaum en sistemas celulares donde no se posea una señal correlacionada con la deseada y la célula cuente con sectorización, lo que permitiría conocer la dirección de procedencia de la señal deseada.

El sistema LMS se comporta de una forma muy aceptable al realizar el trabajo de disminuir la interferencia de cocanal. Lo que permite el desarrollo de sistemas celulares con un mayor coeficiente de reuso de canal debido a que el número de células que forman el cluster puede ser menor. Además de permitir el uso de otra técnica de acceso múltiple como SDMA (*space division multiple access*) en la cual se asigna al usuario un canal por la posición en la que esté.

Además al existir una mayor ganancia en la antena de la base la potencia utilizada en la terminal del abonado puede disminuir, lo que se traduce en una menor contaminación radioeléctrica para el usuario, menor interferencia por parte de las terminales de abonado al sistema o sistemas que operen en la banda asignada así como una mayor duración de la batería al existir un menor consumo de energía por parte de la terminal del abonado.

Los arreglos adaptables operan también con patrones de elemento arbitrario, polarización y espaciamiento. Estos no requieren espaciamientos uniformes entre elemento o elementos idénticos en el patrón del arreglo. Esta característica es una ventaja cuando un sistema de antena debe ser diseñado para operar en una superficie de forma irregular.

Del análisis realizado a la etapa de experimentación se concluye que el arreglo adaptable cumple con el objetivo para el cual se propone que es la reducción de la interferencia (en

este caso la interferencia de cocanal). Además se pueden observar características de los arreglos empleados (lineal y circular).

Los lineales presentan un mejor desempeño en relación a la directividad del lóbulo principal pero con el inconveniente de generar patrones con simetría axial lo que en algunos caso hace difícil la disminución de la interferencia.

Por otro lado los arreglos circulares permanecen en la mayoría de los casos más estables en lo que se refiere a la disminución de la interferencia, siendo capaces de adaptarse a un mayor número de situaciones en un medio celular aunque su lóbulo principal no cuente con la directividad del generado por un arreglo lineal.

Se observa que las antenas inteligentes, no solo son aplicables a esquemas celulares sino que poseen la cualidad de poder ser implementadas en otros esquemas de comunicación inalámbrica como satélites y radiocomunicaciones privadas.

Por último se debe hacer mención que a pesar de requerir de sistemas con una mayor capacidad de procesamiento, lo cual torna a los sistemas más complicados, el uso de antenas adaptables en comunicaciones inalámbricas lleva a un mejor uso del espectro electromagnético. Lo que permite el crecimiento de los servicios inalámbricos con la finalidad de cubrir la demanda necesaria. El sistema simulado como se observa presenta algunas situaciones donde su robustez se ve afectada como el caso en el que existe simetría axial.

ANEXO A.

Tecnologías Inalámbricas.

Anexo A.

La instrumentación de los nuevos servicios de comunicaciones está basada en la evolución de la tecnología digital y sus nuevas aplicaciones. Gracias al desarrollo de esta tecnología y a los progresos alcanzados en los aspectos de regulación y normas, se ha iniciado la introducción de los sistemas de comunicaciones inalámbricos en aplicaciones públicas y de negocios.

Las diferentes administraciones (países) y fabricantes, han desarrollado una gran variedad de sistemas y servicios, algunos de los cuales han sido aceptados como normas (estándares) a nivel mundial o regional.

Para ilustrar lo anterior, en el siguiente cuadro se muestran los diferentes sistemas.

Estos sistemas incluyen:

SIGLAS	NOMBRE	DESCRIPCIÓN
GSM	Global System for Mobile Communications	Estándar celular europeo de 2ª generación, tipo de acceso TDMA/FDMA/FDD.
IS-54	United States Digital Cellular	Estándar celular estadounidense de 2ª Generación, tipo de acceso TDMA/FDMA/FDD.

SIGLAS	NOMBRE	DESCRIPCION.
IS-95	CDMA Digital Cellular Standard	Sistema celular digital estadounidense con un tipo de acceso CDMA.
PDC	Pacific Digital Celullar (JDC)	Estándar celular japonés de 2ª generación. Tipo de acceso TDMA/FDMA/FDD.
DECT	Digital European Cordless Telecommunications	Sistema digital inalámbrico. Tipo de duplexación TDD.
DCS 1800	Digital Communications Systems	Sistema de PCS. Tipo de acceso TDMA/FDMA/FDD.
CT 2	Cordless Telephone 2	Sistema digital inalámbrico europeo. Tipo de duplexación TDD.
CT 2 Plus	Cordless Telephone 2 Plus	Sistema digital inalámbrico canadiense. Tipo de duplexación TDD.
PHS	Personal Handy Phone System	Sistema PCS japonés. Tipo de acceso TDMA/FDMA/TDD.
PACS	Personal Access Communication System	Sistema digital inalámbrico estadounidense de 3ª generación. Tipo de duplexación TDD o FDD.
PACS-UB	Personal Access Communication System	Sistema digital estadounidense de 3ª generación de PCS. Tipo de acceso TDMA/FDMA/TDD.

Todos los sistemas indicados son justamente el principio de los PCS (Personal Communications Services). PCS no es una tecnología por sí misma, es un concepto que incluye la integración de las tecnologías para proporcionar servicios de telecomunicaciones

para aquellas personas que se desplazan dentro de un entorno específico; los servicios incluyen: voz, datos, facsímil y video.

Los "PCS" pueden incluir sistemas inalámbricos o una combinación de sistemas alámbricos e inalámbricos.

Existen básicamente dos clases de tecnologías inalámbricas (con aplicación de voz) para conformar una red de comunicaciones personales:

- Sistemas celulares con cobertura amplia para velocidad alta.
- Sistemas de alta densidad o local, con requerimiento de baja potencia.

A.2. Descripción de las tecnologías digitales de acceso múltiple.

Existen diferentes tipos de tecnologías digitales de acceso múltiple que han sido desarrollados en Europa y en Norteamérica las más importantes son:

TDMA- Esta técnica divide cada canal en ranuras de tiempo. Las terminales de abonado (Handsets) pueden explorar la calidad de los canales no usados durante las ranuras de tiempo vacantes, facilitando los procesos de *handoff*. Este sistema puede soportar diferentes rangos de velocidades algunas de ellas suficientemente elevadas a través de diferentes ranuras de tiempo de un usuario. El TDMA es sensible a la falta de sincronización entre estaciones base, y por lo tanto reduce su capacidad. Esta tecnología ha sido extensivamente investigada y validada por diferentes grupos en Europa, Japón y Norteamérica para sus respectivos estándares celulares.

E-TDMA (TDMA EXTENDIDO) - Esta tecnología se deriva del estándar de interfaz TDMA extendido en capacidad a través del uso de la interpolación digital de la señal de voz (emplea los intervalos de silencio para reasignar las ranuras de tiempo no usadas por otros suscriptores, incrementando la capacidad). Para factores típicos de actividad de voz, la tecnología E-TDMA puede lograr un incremento del uso de las frecuencias entre 10 y 15

veces mayor que el de los canales analógicos. El E-TDMA tiene entre sus principales aplicaciones, ofrecer el servicio de radiotelefonía digital.

Los sistemas de radiotelefonía digital, son una propuesta ideal para proporcionar el servicio de telefonía (telefonía inalámbrica), tanto para zonas urbanas densamente pobladas como para zonas rurales. De acuerdo al diseño de estos sistemas, las bandas de frecuencias propuestas son: 450-490 MHz, 800-1000 MHz y 3415-3440/3475-3500 MHz.

FDMA - Esta técnica de acceso requiere un transceptor, a nivel de base solamente, por cada canal; aumentando tanto el costo de implementación de la estación base y el consumo de potencia. FDMA no permite una fácil exploración de los canales de las otras estaciones base, además requiere de un diseño cuidadoso para contar con HANDOFF de buena calidad. El sistema AMPS (Advance Mobile Phone Service) y los sistemas inalámbricos de baja potencia emplean la técnica FDMA.

N-AMPS (AMPS DE BANDA ANGOSTA)- Aumenta la capacidad, dividiendo el ancho de banda con canales de radiofrecuencia angostos (tres canales por cada canal de radio AMPS). N-AMPS fue desarrollada por Motorola y maufacturada entre 1991-1992. N-AMPS es considerado por los operadores de sistemas celulares como la transición de la tecnología celular que hace un uso más eficiente del espectro radioeléctrico hasta que no se tenga disponible comercialmente una tecnología digital de alta capacidad.

CDMA - Permite que múltiples usuarios compartan el mismo espectro durante el mismo tiempo. En este caso cada terminal de abonado (handset) tiene internamente un código pseudoaleatorio (de secuencia directa), el cual es empleado para dispersar el espectro en una banda de frecuencia ancha, en la estación base el mismo código es empleado para comprimir y reconstruir la señal deseada y transmitirla al equipo terminal. Esta técnica es más inmune a la interferencia por multitrayectoria (que caracteriza a los canales de comunicación celulares) que otras tecnologías.

Esta tecnología ofrece la integración de servicios de transmisión de datos y voz de alta calidad, transmisiones de baja potencia y en algunos casos se elimina la necesidad de utilización de encriptación de los mensajes, cuando el nivel de seguridad y confidencialidad lo permite.

FHMA (ACCESO MÚLTIPLE POR SALTOS DE FRECUENCIA) - Esta tecnología emplea un esquema de saltos en frecuencia (*frequency hopping*), que es un método para generar una señal de espectro expandido, en combinación con otras técnicas para crear un acceso de muy alta capacidad. La técnica FHMA puede emplear una pequeña cantidad de espectro e incrementar hasta 20 o 30 veces la capacidad de los actuales sistemas analógicos.

El sistema FHMA ofrece servicios integrados de voz y datos soportados por una gran capacidad de canales y una alta confiabilidad en la seguridad de los mensajes.

Los operadores de los sistemas FHMA pueden proporcionar servicios digitales de alta calidad a decenas de miles de suscriptores con una mínima cantidad de espectro radioeléctrico. Los costos asociados con la construcción de las redes del tipo FHMA son significativamente menores que otra tecnología digital.

El desarrollo inicial del sistema FHMA, está considerado a desarrollarse en la banda de 900 MHz, con una implementación adicional en la banda de 800 MHz.

A.3. Tecnologías dúplex.

Se tienen dos sistemas que pueden ser empleados: FDD (Frecuencia Division Dúplex) y TDD (Time Division Duplex).

FDD - En este sistema, cada enlace de comunicación utiliza la misma frecuencia, en este caso el retraso asociado con la transmisión dúplex es eliminado debido a que la transmisión en ambas direcciones se puede realizar al mismo tiempo. La separación dúplex elimina el potencial de interferencia entre los dos enlaces. Esta técnica se utiliza en sistemas donde

una cantidad significativa de espectro es asignada y donde la sincronización entre estaciones base no es práctica. Las técnicas de diversidad de espacio (antenas) son empleadas en los sistemas FDD para mejorar la calidad de la señal en la estación base y da una mejor confiabilidad del enlace de comunicaciones del equipo terminal (handset) a la estación base.

TDD - En los sistemas de este tipo, los enlaces (conversaciones) comparten la misma frecuencia, pero son transmitidos secuencialmente. En este caso las características de comunicación son las mismas en ambas direcciones, la técnica de diversidad de espacio empleada en el sistema TDD da una mejor confiabilidad a los dos enlaces (estación base-handset/handset-estación base). El sistema TDD requiere mayor velocidad de transmisión que el sistema FDD y además necesita de circuitos completos (ecualizadores) para reducir la interferencia intersimbólica.

A.4. Sistemas inalámbricos de baja potencia.

El más importante de estos sistemas es el CT-2, que corresponde al primer estándar de un teléfono digital inalámbrico. El concepto del servicio del CT-2, consiste en un sistema de llamadas de salida hacia un punto base o conmutado que enruta las llamadas hacia la red básica, el aparato terminal es inalámbrico. Este sistema tiene su aplicación principal en áreas densamente pobladas como son edificios con oficinas, almacenes, aeropuertos, hospitales, etc..

El sistema CT-2 está desarrollado para operar en la banda de los 800 MHz.

De acuerdo a las normas basadas en los sistemas CT-2, los servicios pueden operar en las bandas de frecuencias 864-868 MHz y 944-952 MHz.

La norma CT-2 plus class 2, establece un mejor uso del espectro radioeléctrico y está desarrollado para operar en la banda de los 900 MHz

Existen otros desarrollos de sistemas que prestan servicios similares a los equipos CT-2, los cuales operan dentro de la banda de 902-928 MHz asignada en México a los equipos de espectro expandido.

En Europa la norma para el teléfono inalámbrico digital denominada DECT, fue desarrollada para operar en la banda de 1.88-1.90 MHz.

A.5. Ámbito normativo.

El GSM corresponde a la norma europea del sistema digital celular, empleado para ofrecer servicios de voz y datos. Emplea la tecnología TDMA/FDD con modulador GMSK (Gaussian Minimus Shift Keying). Dicha norma está diseñada para operar en las bandas de frecuencias de 890-915 MHz y 935-960 MHz.

El DCS-1800 corresponde a la norma europea de sistemas inalámbricos de baja potencia con especificaciones similares al GSM pero con la diferencia de operar en la banda de 1,800 MHz (El doble de GSM). El DCS-1800 está destinado a proporcionar los servicios de nueva generación en Europa.

El DECT corresponde a la norma europea del teléfono digital inalámbrico, desarrollado por la ETSI (European Telecommunications Standards Institute). El DECT emplea la técnica TDMA/TDD y fue diseñada principalmente para prestar servicios en zonas residenciales, áreas de negocios (almacenes, fabricas, restaurantes, etc.), redes de acceso público y aplicación en transmisión de datos similar a redes de acceso de área local LAN's. Esta norma está diseñada para operar en la banda de 1,900 MHz, que corresponde a una ampliación de la banda necesaria para expandir en Europa los sistemas inalámbricos de baja potencia.

El PDC o JDC (Japan Digital Celular) es la norma japonesa empleada para proporcionar servicios de telefonía celular. La interfaz común de aire fue normalizada por la RCS (Research and Development Centre for Radio Systems). La norma JDC emplea la técnica

TDMA/FDD y está diseñada para operar en las bandas de 810-826, 940-956, 1477-1513 y 1429-1465 MHz.

El PHS corresponde al sistema digital de teléfono inalámbrico, este sistema de comunicaciones móviles puede proporcionar "Servicios de Comunicaciones Personales" más baratos que los sistemas de telefonía celular.

El concepto básico del PHS es el de tener acceso a la red telefónica a través de equipos terminales en áreas abiertas y teléfonos digitales inalámbricos en áreas restringidas. Los usuarios del PHS pueden tener acceso a la red de telecomunicaciones a través de la interfaz común de aire en cualquier medio. La interfaz común de aire del PHP ha sido normalizada por el TTC (Telecommunications Technology Council) y el RCR y esta diseñada para operar en la banda de 1900 MHz.

En Norteamérica la TIA (Telecommunications Industry Association), ha especificado la interfaz de aire de alta potencia como norma para el sistema de telefonía digital celular; esta norma emplea la técnica TDMA/FDD y opera en las banda de frecuencia de 824-849 y 869-894 MHz.

En EUA la FCC (Federal Communications Commission), ha iniciado el procedimiento para asignar el espectro radioeléctrico, con el objeto de acomodar nuevas tecnologías de radio y servicios. Una propuesta es la atribución de 200 MHz en la banda de 1.8-2.2 GHz. En este caso la FCC está analizando el proceso para determinar como emigrarán los usuarios fuera de esta banda, así como los servicios que serán desplazados. Algunos desarrolladores de sistemas se están enfocando a compartir las frecuencias sobre una base primaria con sistemas de microondas, sin embargo hasta el momento no se han obtenido resultados favorables.

En lo que respecta a la UIT a través de la oficina de Radiocomunicaciones, las normas de los sistemas de comunicaciones inalámbricos están de acuerdo con los denominados Sistema Públicos Futuros de Telecomunicaciones Móviles Terrestres (FPLTMS); para el

cual existen cuatro escenarios que han sido identificados: terminales de bolsillo que operan en área restringidas y abiertas como un subgrupo de infraestructura móvil, una terminal de comunicación con una estación base (interior o exterior) conectada a la red pública telefónica directamente o a través de una red móvil, un teléfono alámbrico con acceso a una estación base a través de un enlace de radio y un conmutador.

Anexo B.

Diagramas GSM.

Anexo B.

En este anexo se muestran diferentes diagramas donde se observan distintas situaciones en el sistema GSM, como una petición de llamada, canales lógicos que se utilizan, etc.

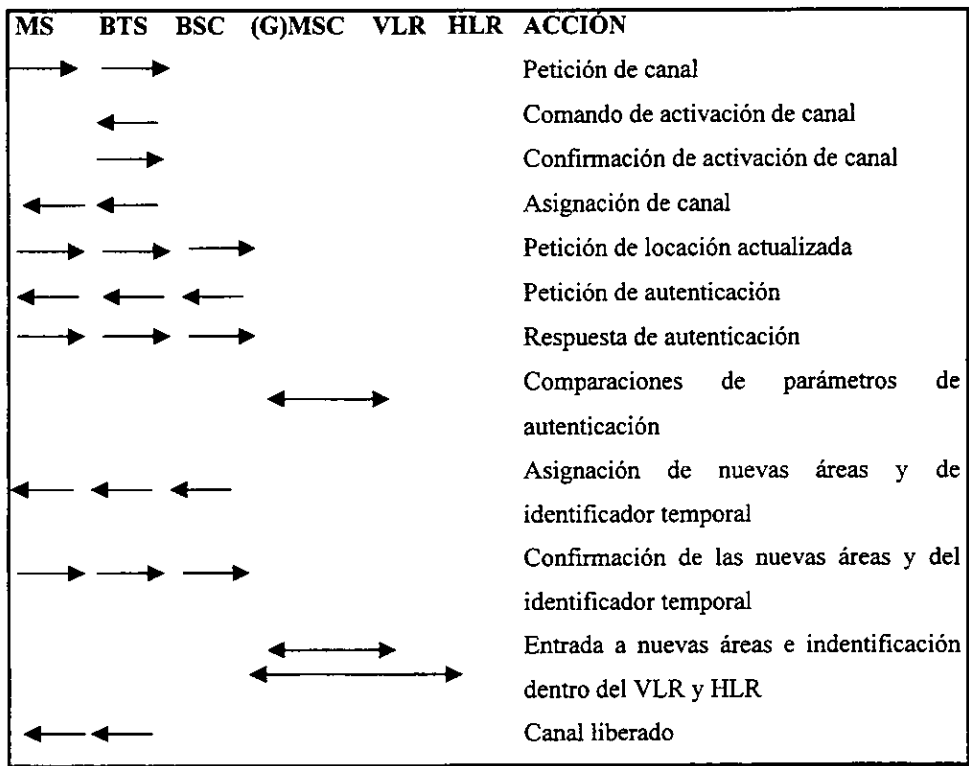


Diagrama B.1. Registro en la red.

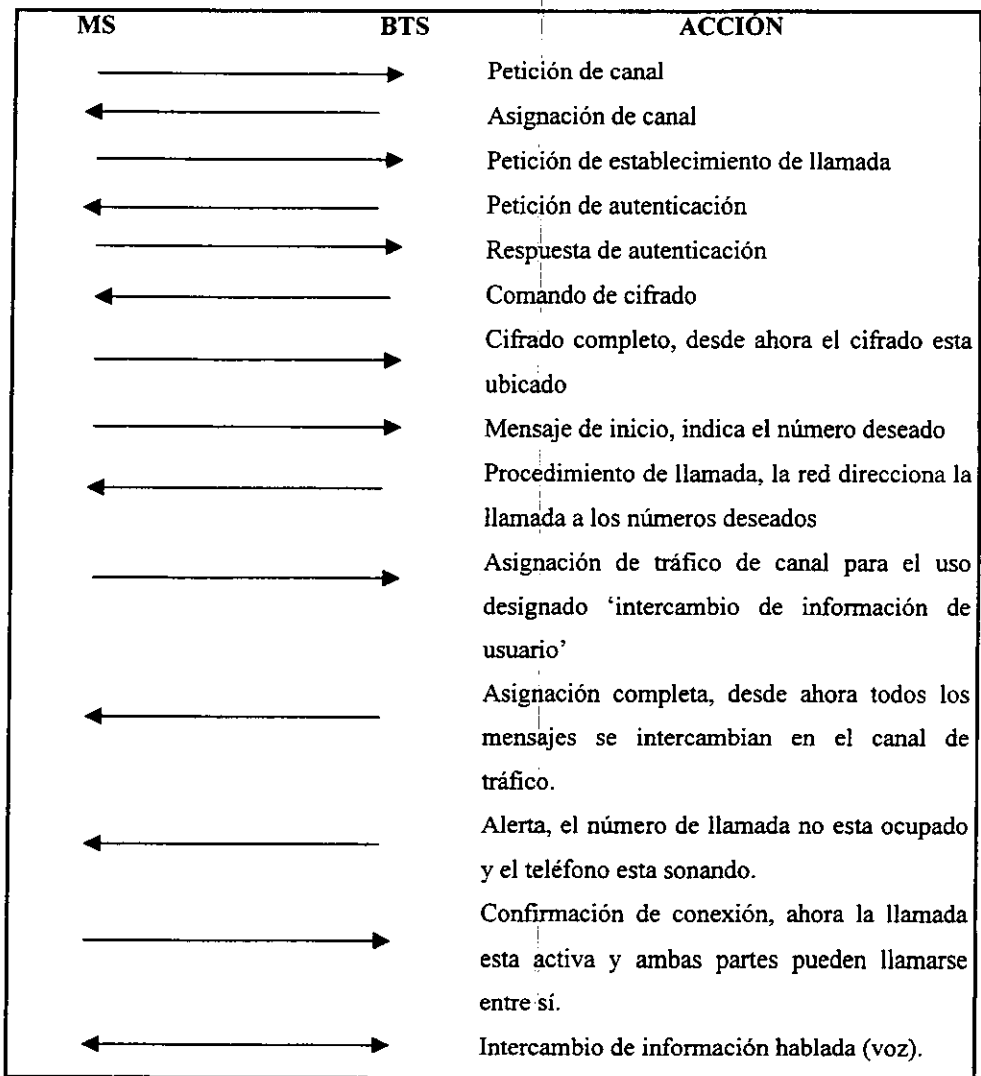


Diagrama B.2. Establecimiento de llamada originada en el móvil.

Canal lógico	Estación móvil	Estación base	Acción
RACH	→		Petición de canal
AGCH	←		Asignación de canal
SDCCH	→		Petición para actualización de lugar. Esto ya fue transmitido en el canal asignado
SDCCH	←		Petición de autenticación de la red
SDCCH	→		Respuesta de autenticación a partir de la estación móvil
SDCCH	←		Petición para transmitir en modo cifrado
SDCCH	→		Confirmación del modo cifrado
SDCCH	←		Confirmación de actualización de lugar, incluyendo la asignación opcional de un identificador temporal (TMSI)
SDCCH	→		Confirmación de la nueva ubicación y el identificador temporal
SDCCH	←		Liberación del canal de red

Diagrama B.3. Principio de actualización de lugar.

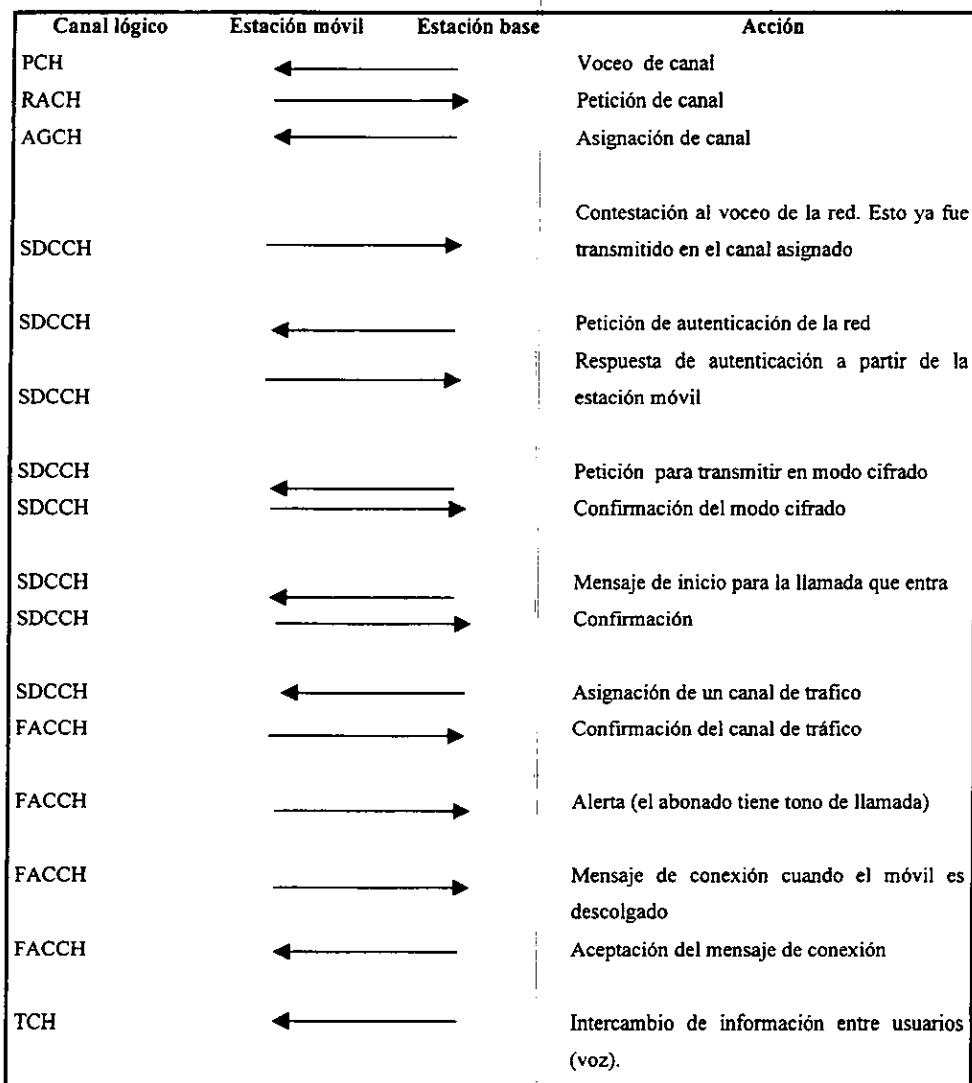


Diagrama B.4. Principio de establecimiento de llamada con terminación en el móvil.

BIBLIOGRAFIA

{1} Balanis, Constantine: '*Antenna Theory (Analysis and Design)*'. John Wiley & Sons. New York 1982.

{2} Brandwood, D.H.: '*A complex gradient operator and its application in adaptive array theory*'. IEE Proc. H. Vol. 130, No. 1, Febrero 1983.

{3} Chen, Yuan-Hwang y Chiang, Ching Tai: '*Adaptive beamforming using the constrained Kalman filter*'. IEEE, Transactions on antennas and propagation. Vol. 41, No. 11, Noviembre 1993.

{4} Collin, Robert E.: '*Antenna and Radiowave Propagation*'. Mc Graw-Hill. U. S. A. 1985.

{5} Compton, R.T.: '*Adaptive Antennas Concepts and Performance*' Prentice Hall, New Jersey, U. S. A., 1985.

{6} Griffiths, J.W.R.: '*Adaptive array processing. A tutorial*'. IEE Proc. H Febrero 1983. Vol. 130 No.1, pp 3-10.

{7} Horneffer, Martin: Master Tesis: '*Development and analysis of protocols for directed antennas in the mobile broadband system*'. Aachen University of Technology. Agosto, 1995.

{8} Krauss, John D.: '*Antennas*' Mc.Graw Hill. New York 1988.

{9} Lara Rodríguez Domingo: '*Sistemas de Comunicación Móvil*'. (Instituto Mexicano de Comunicaciones) Alfaomega. México, 1992.

- {10} Lee, William C. Y., '*Mobile Communications Design Fundamentals*' John Wiley & Sons U.S. A. 1993.
- {11} McGrath, Daniel T. y Pyatti, Vittal P.: '*Phased array antenna analysis with the hybrid finite element method*'. IEEE Transactions on antennas and propagation. Vol. 42, No. 12, Diciembre 1994.
- {12} McWhirter, J.G. y Sheperd T.J.: '*Adaptive algoritms in the space and time domains*'. IEE Proc. H.Vol 130, No. 1, Febrero 1983.
- {13} Mehrotra, Asha: '*Cellular radio: analog and digital system*'. Artech House Publishers, 1994.
- {14} Monzingo, Robert A.: '*Introduction to Adaptive Arrays*' John Wiley & Sons. U.S.A. 1980.
- {15} Ohnishi, K. y Milton, R. T: '*A new optimization technique for adaptive antenna arrays*'. IEEE Transactions on antennas and propagation. Vol 41, No. 5, Mayo 1993.
- {16} Plotkin, Morris: '*Beamwidth of Phased Arrays*'. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Septiembre 1973.
- {17} Raida, Zbynek: '*Steering an adaptive antenna array by simplified Kalman filter*'. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 43, No. 6, Junio 1995.
- {18} Rappaport, Theodore S. '*Wireless communications*' Prentice Hall PTR New Jersey 1996.
- {19} Redl, Siegmund M., '*An Introduction to GSM*', Artech House, U.S.A. 1995.
- {20} Rey, Eugenio '*Telecomunicaciones móviles*' Alfaomega. Barcelona, España 1993.

{21} Sklar Bernard '*Digital Communications*' Prentice Hall, New Jersey, U. S. A. 1988.

{22} Viterbi, Andrew J., Viterbi, Audrey M., Gilhousen, Klein S. and Zehavi, Ephraim.: '*Soft handoff extends CDMA cell coverage and increases reverse link capacity*'. IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. 12, No. 8. Octobre 1994.

{23} Wells, M.C.: '*Increasing the capacity of GSM cellular radio using adaptive antennas*'. IEE Proc. Commun. Octobre 1996. Vol. 143. No. 5 pp. 304-310.