

FUNDAMENTOS DE RADIACIÓN Y RADIOCOMUNICACIÓN

JUAN JOSÉ MURILLO FUENTES
DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
UNIVERSIDAD DE SEVILLA

19 de noviembre de 2007



FUNDAMENTOS DE
RADIACIÓN Y RADIOCOMUNICACIÓN
1ª Edición. 2007

1ª Edición 2007

Autor: Juan José Murillo Fuentes

murillo@esi.us.es

Copyright © 2006

ISBN: 978-84-88783-84-4

Puede encontrar más material sobre estos temas en

<http://www.personal.us.es/murillo/docente/radio/Radioprincipal.htm>

Nota legal: Cualquier uso al margen de la asignatura de radiación y radiocomunicación deberá ser permitido expresamente por el autor. Si parte o la totalidad del texto va a ser utilizado en la elaboración de otro material, deberá ser citado en el mismo, indicando título y nombre del autor.

Este texto constituye una versión personal de los contenidos seleccionados para la asignatura Radiación y Radiocomunicación de 4to de Ingeniería de Telecomunicación de la Universidad de Sevilla y que, junto a los profesores Ivan Durán, Auxiliadora Sarmiento, M^a José Madero y Carlos Crespo, imparto.

Agradecimientos:

Agradezco a los profesores Carlos Crespo, Javier Reina y Rafel Boloix la amabilidad dispensada en la respuestas a todas las dudas y preguntas formuladas. También quisiera agradecer a los alumnos, y en particular a Manuel González Relaño, a Javier De Jesús Gordillo y a José Antonio Mora su ayuda en la corrección de erratas. Así como el apoyo mostrado a este texto.

En la redacción o edición de este texto no intervino ningún alumno.

Prólogo

En el diseño y sobre todo el análisis de sistemas de radiocomunicación es necesario tener unas nociones más que elementales sobre las partes que los componen. Estas partes son, grosso modo, los moduladores y demoduladores, los transmisores y receptores, las antenas, y el canal de propagación. El objetivo de este texto es el de aunar en un solo volumen la descripción de estos temas, de forma que el ingeniero de radio encuentre aquí la descripción de los aspectos más elementales y básicos sobre la materia.

Estos apuntes están en estado de cambio continuo. Por ello se agradecerá al lector cualquier comentario o sugerencia que permitan mejorar los mismos¹.

¹ Puede dirigir cualquier corrección o comentario a murillo@esi.us.es

INDICE

<i>Prólogo</i>	<i>vii</i>
<i>INDICE</i>	<i>ix</i>
Capítulo 1. Introducción	14
1.1 Breve historia de la radiocomunicación	14
1.2 Receptor Homodino	16
1.3 Receptor Superheterodino	17
1.4 Transmisores	18
1.5 Sistemas	18
1.6 Canales de radio	19
1.7 Bandas de frecuencia	19
1.8 Conclusiones	21
1.9 Referencias	21
Capítulo 2. Antenas	23
2.1 Introducción	23
2.2 La ecuación de onda o ecuación de Helmholtz	24
2.2.1 Algunas fórmulas previas	24
2.2.2 Las ecuaciones de Maxwell	25
2.3 Potencial vector para un elemento de corriente	26
2.4 Dependencia temporal	28
2.5 Potencial vector para un elemento de corriente general	28
2.6 Potencial vector generado por un cuerpo radiante	29
2.6.1 Potencial vector en puntos lejanos.....	30
2.7 Potencial vector para un cuerpo radiante lineal	31
2.8 Cálculo de antenas	31
2.8.1 Potencial vector	32
2.8.2 Campo Magnético y Eléctrico	32
2.8.3 Campos lejanos.....	33
2.8.4 Vector de Poynting	33
Campos lejanos y campos cercanos	33
2.9 Parámetros de la antena	34
2.9.1 Potencia radiada.....	34
2.9.2 Resistencia de radiación	34
2.9.3 Diagrama o patrón de radiación.....	34
Vector de Poynting.....	34
Intensidad de radiación.....	34
Ganancia directiva y directividad de la antena	35
2.9.4 Impedancia de una antena.....	37
ROE y VSWR	38
2.9.5 Ganancia de la antena	38
2.9.6 PIRE	39
2.9.7 Ancho de haz 3dB	40
2.9.8 Otros parámetros	40
2.10 Antenas lineales: dipolos y el dipolo $\lambda/2$	41
2.10.1 Dipolo $\lambda/2$	42

2.10.2	Dipolos de otras longitudes.....	45
	Intensidad de radiación.....	45
	Diagrama de radiación.....	45
	Impedancia de radiación.....	46
	Impedancia de radiación de un dipolo $\lambda/2$	47
2.10.3	Otras antenas lineales. La espira.....	48
2.10.4	Otras antenas lineales. El dipolo corto.....	49
2.11	Antenas en Recepción	50
2.11.1	Reprociadad	50
2.11.2	Impedancia en recepción.....	50
2.11.3	Igualdad de los patrones de radiación	51
2.11.4	Igualdad del patrón de radiación. Potencias.....	52
2.12	Parámetros de la antena en recepción.....	53
2.12.1	Longitud Efectiva.....	53
2.12.2	Área efectiva	54
2.12.3	Factor de antena	56
2.13	Polarización	56
2.14	Arrays lineales	57
2.14.1	Arrays de dos antenas.....	58
	Antenas omnidireccionales.....	58
	Antenas no omnidireccionales.....	60
2.14.2	Arrays lineales uniformes.....	61
	Broadside.....	62
	Endfire.....	62
2.14.3	Multiplicación de patrones	63
	Ejemplo	63
2.15	Antenas sobre el suelo	64
2.15.1	Monopolo sobre el suelo.....	65
2.15.2	Dipolo horizontal sobre el suelo.....	66
2.15.3	Tierra Plana	67
2.16	Antenas prácticas	68
2.16.1	Baluns.....	68
2.16.2	Dipolo doble.....	69
2.16.3	Antena Yagi-Uda	70
2.16.4	Antena periódica-logarítmica	72
2.16.5	Antenas de bocina	72
2.16.6	Reflector parabólico.....	73
2.17	Fórmula de Friis	74
2.17.1	Campo eléctrico recibido	74
2.17.2	Potencia recibida en función del campo recibido.....	75
2.17.3	Potencia recibida en función de la potencia transmitida	75
2.17.4	Ecuación radar.....	77
2.18	Apéndice I. Potencial vector generado por una corriente en z.....	79
2.19	Apéndice II. Teorema de reciprocidad.....	80
2.20	Apéndice III. Método aproximado para el cálculo de la impedancia de radiación de un dipolo eléctrico.	82
2.21	Apéndice IV. Líneas de transmisión.....	84
	Línea de transmisión sin pérdidas	84
	Línea de transmisión sencilla no balanceada.....	85
	Línea bifilar en ca: dipolos.....	86
2.22	Referencias.....	87
2.23	Cuestiones	87

Capítulo 3. Subsistemas de Radio	89
3.1 Circuitos Básicos	89
3.1.1 Adaptadores de impedancia.....	89
Circuito resonante con divisor capacitivo	89
Transformador doblemente sintonizado	91
3.1.2 Filtros.....	92
3.2 Amplificadores	95
3.2.1 Amplificador basado en FET.....	97
3.2.2 Prueba de un tono	98
Prueba de un tono en un FET	98
Modelado matemático de la prueba de un tono	99
Curva de potencia de salida versus potencia de entrada.....	101
Punto de compresión de 1 dB.....	102
Otros usos prácticos	102
Notas sobre la amplificación con un transistor BJT	102
3.2.3 Prueba de dos tonos	103
Prueba de dos tonos en un FET	103
Modelado matemático de la prueba de dos tonos.....	104
Curva de intermodulación de tercer orden	105
Punto de intercepto de tercer orden	106
Ejercicio: curvas y características del amplificador SM2025-42LS.....	106
Relación entre la potencia de intermodulación y la potencia de salida	107
Relación de protección de intermodulación	108
Ejercicio: cálculos de intermodulación en cabeceras de TV	108
3.2.4 Amplificadores: otros aspectos.....	109
Intermodulación de más de dos tonos	109
Amplificación de una señal modulada	109
Transmodulación ó modulación cruzada y desensibilización.....	110
Ensanchamiento del espectro	110
3.2.5 Amplificadores en serie.....	111
3.2.6 Amplificadores: CAG.....	112
3.2.7 Amplificadores en Z.....	113
3.3 Osciladores y sintetizadores	113
3.3.1 VCO.....	114
3.3.2 Parámetros	115
3.3.3 Parámetros	115
3.4 Mezcladores	115
3.4.1 Especificaciones o parámetros de un mezclador	117
3.4.2 Distorsión armónica.....	118
3.4.3 Problemas en mezcladores.....	119
Señal en frecuencia imagen.....	119
Señal en $f_{RF}/2$	120
Señal en $f_{IM}/2$	121
Señal en $f_{RF}+f_{OL}$	121
Señal en $f_{RF}-f_{FI}/2$	122
Señal en f_{FI}	123
3.5 Moduladores y Demoduladores	123
3.5.1 Modulación en Amplitud.....	124
Modulación	124
Demoduladores.....	126
Variantes de AM	126
3.5.2 Modulación en Ángulo	126
Modulación PM.....	126
Modulación FM.....	127
La señal FM, para un tono a la entrada se puede escribir como	128
Demoduladores.....	128
3.6 Referencias	129

3.7	Cuestiones	130
Capítulo 4. Ruido		133
4.1	Introducción	133
4.2	Ruidos	134
4.2.1	Ruido térmico	134
	Introducción	134
	Ruido en resistencias	135
	Redes pasivas	136
	Ancho de banda equivalente de ruido	136
4.2.2	Ruido en antenas receptoras	137
4.2.3	Ruido en transistores y diodos	139
	Ruido shot	139
	Ruido flicker.....	139
4.3	Temperatura y figura de ruido en un sistema receptor	139
4.3.1	Temperatura equivalente de ruido	140
	Ruido de una red de cuatro puertas ó cuádrípulo: receptor	140
	Ruido de una red de una puerta: antena.....	140
	Temperatura equivalente de ruido en una red de una puerta seguida de un cuádrípulo: sistema receptor.....	140
4.3.2	Figura de ruido	141
	Figura de ruido de un cuádrípulo (receptor).....	141
	Figura de ruido de una red de dos puertas (antenas)	141
	Figura de ruido en una red de una puerta seguida de un cuádrípulo: sistema receptor.....	142
4.3.3	Relación entre temperatura y figura de ruido	142
4.3.4	Otros aspectos.....	142
	Ruido en una red pasiva	143
	Cuádrípulos en serie	144
4.3.5	Cálculo de ruido	145
	Ruido a la salida de un sistema	145
	Sensibilidad por ruido en el caso analógico	145
	Sensibilidad por ruido en el caso digital.....	146
4.4	Ruido en osciladores	147
4.5	Mezcladores	149
	Mezclador a diodos	150
4.6	Ruido en demoduladores	151
4.6.1	Ruido en una señal modulada	151
4.6.2	Definición de figura de mérito de un demodulador	153
4.6.3	Figura de mérito de un demodulador AM	153
4.6.4	Figura de mérito para un demodulador FM	154
	Efecto captura y efecto umbral.....	157
	Preénfasis y deénfasis.....	157
4.7	Referencias	158
4.8	Cuestiones	158
Capítulo 5. Ejemplo de especificaciones de un sistema de transmisión y recepción radio.		
161		
5.1	Introducción	161
5.2	Características del Transmisor	162
5.2.1	Características del Transmisor en Radiofrecuencia.....	162
	Desplazamiento de frecuencia (tolerancia).....	162
	Potencia de portadora del transmisor	162
	Desviación de frecuencia (Para $f_m < 3\text{KHz}$).....	162
	Desviación de frecuencia ($f_m > 3\text{KHz}$).....	163
	Emisiones no esenciales	163

5.2.2	Características del transmisor en audiofrecuencia (o calidad del servicio)	163
	Respuesta del Tx en Audiofrecuencia	163
	Distorsión armónica de la Transmisión	164
	Modulación residual de la Transmisión	164
5.3	Características del receptor.....	165
5.3.1	Características del Receptor en Radiofrecuencia.....	165
	Sensibilidad Máxima Utilizable	165
	Protección sobre el canal útil.....	165
	Selectividad respecto al canal adyacente	166
	Protección contra respuestas parásitas.....	166
	Protección contra la intermodulación	166
	Bloqueo o desensibilización	167
5.4	Características del Receptor en Audiofrecuencia (o calidad del servicio).	168
	Respuesta del receptor en audio frecuencia.....	168
	Distorsión armónica	168
	Ruido y zumbido del receptor	168
5.5	Cuestiones	168

Capítulo 1. Introducción

1.1 Breve historia de la radiocomunicación

Para establecer el origen de la radiocomunicación podemos distinguir entre la física y la ingeniería, donde la primera precede a la segunda en un siglo. Desde el punto de vista físico la idea de fenómeno electromagnético nace de la capacidad de relacionar las teorías eléctrica y magnética. En 1819 Hans Crinstian Oersted observó cómo un hilo por el que circulaba corriente hacía que se desviase una aguja imantada, demostrando que la electricidad producía magnetismo. Un año después André Marie Ampère amplió estas observaciones. Como consecuencia de los trabajos de Oersted y Ampère se descubrió que una corriente eléctrica tiene efectos magnéticos idénticos a los que produce un imán. Además, de la misma forma que hay fuerzas entre imanes, también existen fuerzas entre alambres que conducen corrientes eléctricas. En 1831 Michael Faraday profundizó en este fenómeno demostrando el efecto inverso, que un campo magnético induce corriente en un hilo conductor próximo. Pero que esto sólo ocurría si el campo magnético era variable. Los descubrimientos de Farady fueron decisivos en el desarrollo de generadores eléctricos. Mientras que los de Oersted y Ampère lo fueron en el diseño de motores eléctricos.



Figura 1-1. J. C. Maxwell

Estos son los precedentes del trabajo de James Clark Maxwell que comienzan en 1854 en el Kings College of London y culminan con la publicación del “Treatise on Electricity and Magnetism” en 1873. En estos trabajos Maxwell, además de incluir las ecuaciones necesarias para relacionar estos campos, introdujo el concepto de corriente de desplazamiento y postuló la naturaleza electromagnética de la luz. Este hito marca, de alguna forma, el comienzo de la teoría electromagnética. Al igual que ocurriera con otros grandes personajes, Maxwell generó escepticismo entre la comunidad científica, siendo éste un indicativo de lo excepcional del descubrimiento. Lo ciertamente sorprendente es que la teoría de Maxwell no fue un modelo matemático desarrollado para dar respuesta a una experimentación exhaustiva de un fenómeno físico. Por el contrario, esta teoría predijo y modeló el efecto electromagnético veinte años antes de que en 1887 Heinrich Rudolf Hertz demostrase experimentalmente la propagación de ondas electromagnéticas, ondas radio u ondas hertzianas.



Figura 1-2. H. R. Hertz

Aunque anecdótico, no deja de ser sorprendente el hecho de que Hertz no tuviera el acierto de pronosticar y aún menos de explotar el potencial de su esquema transmisor-receptor. Transcribimos a continuación una conversación entre él y uno de sus alumnos en la Universidad de Bonn:

-“¿Qué uso se le puede dar a tan interesante fenómeno?”

-“No tiene ninguna utilidad, de momento.”

Contestó Hertz, que prosiguió,

-“Es solo un experimento que prueba que el maestro Maxwell estaba en lo cierto, tenemos estas misteriosas ondas electromagnéticas que no podemos ver con nuestros ojos. Pero están ahí.”

-“Entonces, ¿cuál es el siguiente paso?”

Preguntó uno de sus alumnos. Ante lo cual Hertz se encogió de hombros. Era un hombre modesto, sin pretensiones y, aparentemente, con pocas ambiciones. Contestó:

-“Ninguno. Creo.”

El desarrollo de las comunicaciones ha venido ligado inexorablemente al de la electrónica, de forma que antes de que se explotase el fenómeno electromagnético en las radiotelecomunicaciones haría falta un avance decisivo en este campo. Este avance vino de la mano del “cohesor”. Este dispositivo es un tubo de cristal relleno de partículas metálicas que presenta una resistencia baja en presencia de una descarga eléctrica cercana. Si ésta es ocasionada por la presencia de una onda electromagnética y el cohesor está convenientemente alimentado y conectado a una lámpara o timbre, se puede detectar la presencia o no de una transmisión. Este es uno de los primeros diseños de receptores, propuesto por el francés Edouard Branly en 1891, y que propició en 1894 que Popov y Marconi pasaran de la física a la ingeniería realizando las primeras transmisiones de mensajes, nace la radiocomunicación.

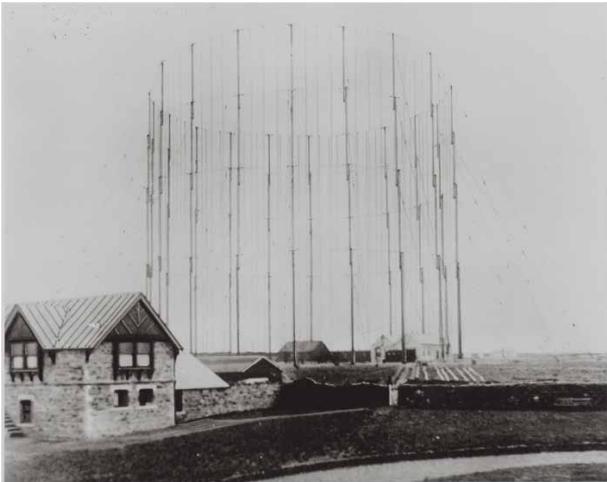


Figura 1-3. Estación en Polhu, U.K., desde donde Marconi realizó la primera transmisión transatlántica. From the collection of Marconi Corporation, PLC.

Marconi realizó sus primeros experimentos con ondas radio en el ático de la casa de sus padres en Bolonia. Inicialmente sólo consiguió transmitir a distancias de unos pocos metros, pero hizo progresos importantes hasta que logró alcanzar distancias de 2 kilómetros. Conocedor de la importancia de estos experimentos decidió hacer una demostración a las autoridades de su país, que no se hicieron eco del potencial de la radiocomunicación. Marconi decidió hacer la propuesta en el Reino Unido. En 1897 Marconi demostró la posibilidad de conectar dos puntos separados por agua uniendo las orillas del canal de Bristol y eliminando así la necesidad de cables submarinos. En 1899 enlaza el canal de la Mancha, es la primera radiocomunicación internacional. A esta demostración le siguió enlazar la estación de Polhu en

Inglaterra con la estación de Newfoundland en Canadá. La letra “s” se escuchó en Newfoundland el 12 de Diciembre de 1901. Marconi desafiaba así a los matemáticos de la época que limitaban el alcance de las ondas electromagnéticas a la distancia de visibilidad óptica. El Daily Telegraph no dio crédito a la transmisión, argumentando que se recibiría de algún barco ó corriente terrestre.

El profesor Ambrose Fleming del University Collage of London trabajaba como consultor para Marconi en la línea de mejorar los receptores. Tras seguir de cerca el trabajo de Edison propuso en 1904 la válvula de diodo. Este diodo consistía en una válvula de cristal al vacío con dos elementos, uno caliente (cátodo) y otro frío (ánodo). En este dispositivo los electrones pueden fluir del primero al segundo pero no viceversa. En 1906 De Forest, en los EEUU, dio un paso más añadiendo un tercer elemento que permitiera controlar el flujo de electrones, es el audión o triodo. Este dispositivo se utilizó, hasta el año 1912 como detector, cuando el propio De Forest lo propone como amplificador y AT&T lo incorporó en repetidores de líneas telefónicas. Aunque con estos avances los receptores se vieron mejorados notablemente, éstos presentaban una **selectividad** y una **sensibilidad** pobres. Esto es,

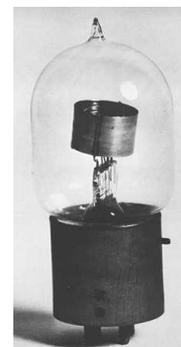


Figura 1-4. Audión ó triodo.

había que mejorar la capacidad de sintonizar un canal determinado y poderlo recibir incluso para niveles bajos de señal recibida. En 1918 Edwin Armstrong propone un nuevo esquema de receptor que mejora estas características, el receptor superheterodino o “superhet”. En este tipo de receptores la señal recibida se pasa a una frecuencia intermedia donde la señal se filtra y amplifica adecuadamente. En 1920 el número de estaciones transmisoras empezó a ser elevado, y esto propició que la separación de frecuencia entre las mismas disminuyese, lo que propició el uso generalizado de los receptores superheterodinos. Precisamente en este año Marconi realiza las primeras pruebas de radiodifusión. En 1922 instala una emisora en Londres y nace la BBC (British Broadcasting Company). Hay que esperar hasta 1934 para que Edwin Armstrong propusiera la transmisión en FM y a 1940 para que se utilizase comercialmente. El siguiente hito importante en el desarrollo de la electrónica de comunicaciones fue el invento del transistor. Durante 1945 a 1949 el grupo de la compañía Bell desarrolló la teoría de los transistores, la verificó experimentalmente y construyó diodos y triodos. En el año de 1956 Bardeen, Shockley y Brattain recibieron el Premio Nobel de Física por este brillante trabajo.

Si el desarrollo de la radiodifusión se llevó a cabo al principio del siglo XX hubo que esperar hasta la segunda mitad para asistir al nacimiento de las comunicaciones radio vía satélite. En 1945 Arthur C. Clarke, en un artículo visionario propuso realizar comunicaciones utilizando satélites como repetidores. Incluso subrayó la utilidad de satélites geoestacionarios para este menester. La tecnología fue algo más lenta y tras el lanzamiento del Sputnik en 1957, que únicamente transmitía un “beep”, vino el lanzamiento del ECHO que actuaba como espejo de señales transmitidas desde tierra. El primer satélite en incluir receptores y transmisores fue el TELSTAR, que en 1962 estableció un canal de televisión entre EEUU y Europa.



Figura 1-5. El satélite ruso Sputnik.

Por otro lado, el desarrollo de los sistemas de Comunicaciones Móviles tuvo lugar a partir del final del pasado siglo. En 1979 la compañía Bell Laboratories desarrolla una red de radio celular. Aparecen las redes públicas de radio móvil terrestre (PLMR networks) operando en la banda de UHF, lo que permite a sus clientes establecer una conversación telefónica entre sí mientras están en movimiento, o con otros clientes de las redes telefónicas de conmutación públicas (PSTN). En la década de los 90 se avanza hacia una nueva etapa al implantarse las redes celulares digitales y los sistemas de telecomunicación inalámbricos que proporcionan servicios añadidos a la telefonía.

1.2 Receptor Homodino

Los primeros transmisores se basaban en la descarga por chispas mientras que los receptores se basaban en el principio del “coherer” o cohesor. Los principales inconvenientes eran, por un lado transmitir la potencia dentro del canal asignado y por otro “sintonizar” sólo esta señal. Se necesitaban unos equipos con mayor eficiencia de potencia y espectral. Entendiendo por eficiencia espectral la relación entre la tasa de información transmitida y el ancho de banda necesario para mandarla. Aparecen las válvulas y se aplican a detectores (diodos) y amplificadores (triodos-transistores). Aunque la realimentación en los circuitos dificulta el diseño de amplificadores estables de gran ganancia se puede aprovechar en el diseño de osciladores de radiofrecuencia (RF) estables y de gran pureza espectral. Con un oscilador RF de onda continua en el transmisor y un diodo como receptor es posible establecer una comunicación Morse sencilla. Al modular la salida del oscilador con una señal de voz tenemos un sistema de radiotelefonía. Este receptor sencillo se incluye en la Figura 1-6.

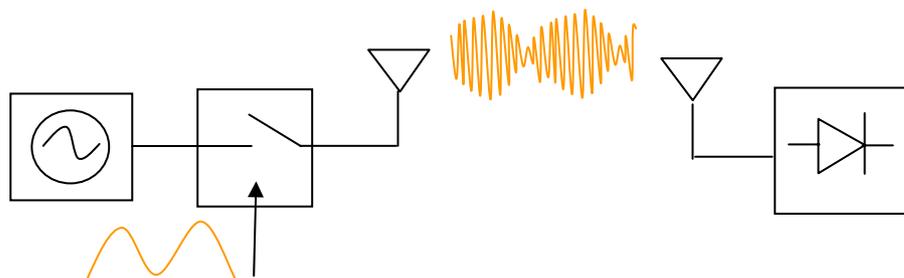


Figura 1-6. Sistema elemental de radiocomunicación.

El principio del *heterodino* consiste en la mezcla (multiplicación) de dos señales. Aplicado a un receptor permite “bajar” de RF a la frecuencia de, por ejemplo, audio. Así, si la señal modulada en Morse se mezcla con un tono separado a 1 KHz un operador la recibiría en sus auriculares. Este es el esquema de un receptor *autodino*. Este mismo esquema para señales de voz da lugar al receptor *homodino*.

El objetivo en el diseño de receptores RF es obtener una buena sensibilidad y selectividad. Con la primera aseguramos que se recibe la señal adecuadamente a niveles bajos de señal recibida. De hecho la *sensibilidad* de un receptor es la mínima potencia a su entrada que garantiza una calidad determinada a su salida. A medida que la distancia entre transmisor y receptor aumenta, la señal recibida es de menor potencia y el receptor debe introducir poco ruido y tener una gran ganancia. Así se reciben señales de $1\mu\text{V}$ que hay que amplificar 120 dB hasta el nivel del voltio. Con una buena *selectividad* conseguimos sintonizar sólo la señal (canal) de interés. En el receptor homodino (ver Figura 1-7) estas características se consiguen con amplificadores en cascada, acoplados mediante circuitos de sintonía.

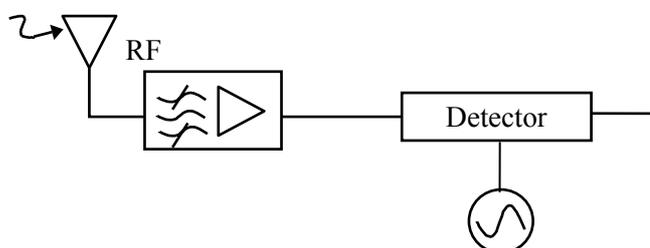


Figura 1-7 Receptor Homodino o “Zero IF”.

1.3 Receptor Superheterodino

A la hora de sintonizar el receptor homodino el problema reside en sintonizar todas las etapas adecuadamente. Además, al trabajar a la misma frecuencia se facilita la realimentación de señal. Con 120dB de ganancia, una realimentación de una millonésima parte de señal (en tensión) impide la recepción. Para solventar estas limitaciones aparece el receptor *superheterodino* o “superhet” esquematizado en la Figura 1-8.

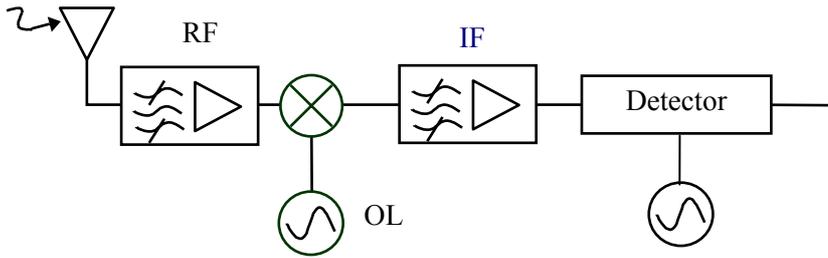


Figura 1-8. Receptor superheterodino.

En este receptor la señal se amplifica y filtra en RF para luego bajarla a una *frecuencia intermedia* fija (FI ó IF) donde se filtra nuevamente y se amplifica antes de pasarla al detector. Con el oscilador local (OL ó LO) conseguimos seleccionar el canal deseado. El amplificador de FI proporciona una gran ganancia y selectividad pero no es sintonizable, lo que facilita el diseño. La ganancia se reparte entre RF (a esta etapa amplificadora se le denomina *cabecera, cabezal o front-end*), FI y AF. Al estar aislados los amplificadores por el mezclador se evita la realimentación. El inconveniente es tener que introducir un mezclador y un oscilador, tanto por el coste como por el ruido y la distorsión que introducen. No olvidar que estos elementos son inherentemente no lineales y que se generarán productos espurios debidos a la mezcla del oscilador local y la entrada. También aparece la frecuencia imagen, la simétrica a la RF respecto a la frecuencia del OL. Por todo ello, el diseño del receptor es un trabajo minucioso con el que se consiguen sintonizar bandas con una relación f_{\max}/f_{\min} de 3/1 para AM, 4/1 para televisión ó 100/1 para un receptor profesional.

1.4 Transmisores

Los transistores, al igual que los receptores, evolucionaron con la tecnología electrónica: triodos (válvulas) y transistores (CI, circuitos integrados). El esquema básico es el de una señal que tras modularse se convierte en frecuencia hacia arriba (con un multiplicador de frecuencias o un mezclador-oscilador local) para luego amplificarse, filtrarse y radiarse. Los esquemas de transmisores son más simples pero no por ello están exentos de problemas. Quizás los más acuciantes sean la estabilidad del oscilador local (medida en ppm-partes por millón), las no linealidades asociadas a la amplificación y un filtrado RF que asegure que no se transmite fuera del canal asignado.

1.5 Sistemas

Los sistemas de comunicaciones evolucionaron con las modulaciones. Si primero se transmite en AM, luego se hace en banda lateral única (BLU ó SSB-single side band). De AM se pasa a la modulación FM ó PM, que es más robusta a interferencias y al ruido. Las modulaciones analógicas dieron entonces paso a las digitales: ASK, FSK, BPSK, QPSK.

Los primeros sistemas de radiocomunicaciones fueron radioenlaces entre dos puntos y sistemas de radiodifusión. En los años 60 entran en juego las comunicaciones vía satélite y en 1979 aparecen, en UHF, los primeros sistemas públicos de comunicaciones móviles denominados también *TMA* (telefonía móvil automática) o en inglés *PMLR networks* (Public Land Mobile Radio networks). A partir de los 90 se impulsan las redes de datos inalámbricas. Otros sistemas RF relacionados son el radar y los sistemas de radiolocalización y radiodeterminación.

1.6 Canales de radio

En este apartado se trata de analizar el trayecto entre distintos puntos del transmisor y del receptor. Así, a diferencia del concepto de porción del espectro donde se realiza la transmisión, se puede definir canal como el enlace entre dos puntos de un trayecto de comunicaciones. Este canal se puede describir a través de sus propiedades:

- Lineal: la señal recibida es una suma de versiones retrasadas y atenuadas (o amplificadas) de la señal transmitida. Será no lineal si ocurre lo contrario, por ejemplo si en el camino la señal se amplifica con un dispositivo cercano a la saturación. Por otra parte se considerará que un cambio en frecuencia, aún siendo una transformación inherentemente no lineal, es lineal si la señal convertida es una versión lineal de la primera desplazada en frecuencia.
- Recíproco: las propiedades del canal al transmitir del punto inicial al final son las mismas que transmitiendo del punto final al inicial.
- Invariante en el tiempo: las características del canal no cambian con el tiempo.

Una vez introducidas estas propiedades veamos diferentes canales dentro del sistema de comunicaciones, incluidos en la Figura 1-9:

- Canal de Propagación: este canal abarca el trayecto entre antenas sin incluir éstas. El medio es lineal y recíproco. En general es variante con el tiempo.
- Canal Radio: es el canal de propagación incluidas las antenas. Las antenas son, en general, lineales y recíprocas. Por otra parte, se hereda la invarianza en el tiempo propia del canal de propagación. Por lo que el canal es lineal, recíproco y variante en el tiempo.
- Canal de Modulación: ahora se abarcan las etapas de FI y RF. Eso incluye los amplificadores, mezcladores y filtros. En general ninguno de los tres es recíproco y por ello tampoco lo es el canal. Por otro lado el canal será lineal en la medida en que las conversiones de frecuencia y las ampliaciones lo sean. Esto dependerá en gran medida de la modulación utilizada. En general, las modulaciones digitales multinivel son más sensibles a las no-linealidades. Las modulaciones de amplitud constante lo son en menor medida.
- Canal Digital: se incluye ahora todo el procesado digital que se realiza con las señales como la recuperación de los símbolos y la de/codificación de canal. Es no lineal.

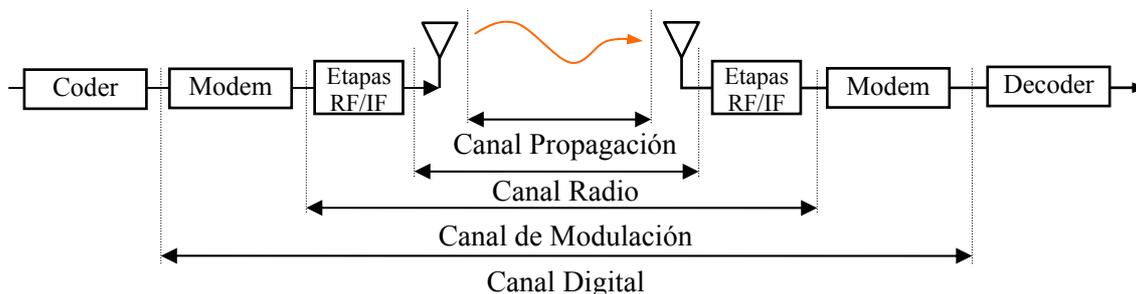


Figura 1-9. Canales de radio.

1.7 Bandas de frecuencia

Se incluyen tres tablas con clasificaciones de bandas de frecuencias. En la primera de ellas, Tabla 1-1, se incluye una clasificación ampliamente aceptada. Nótese que los incrementos de

una banda a otra se realizan en décadas, de forma que el ancho de la banda se va multiplicando por 10.

Banda	Denominación	frec. mínima	frec. máxima	λ máxima	λ mínima
ELF	Extremely Low Frequency	-	3 kHz	-	100 km
VLF	Very Low Frequency	3 kHz	30kHz	100 km	10 km
LF	Low Frequency	30 kHz	300 kHz	10 km	1 km
MF	Medium Frequency	300 kHz	3 MHz	1 km	100 m
HF	High Frequency	3 MHz	30 MHz	100 m	10 m
VHF	Very High Frequency	30 MHz	300 MHz	10 m	1 m
UHF	Ultra High Frequency	300 MHz	3 GHz	1 m	10 cm
SHF	Super High Frequency	3 GHz	30 GHz	10 cm	1 cm
EHF	Extremely High Frequency	30 Ghz	300 GHz	1 cm	1 mm

Tabla 1-1 Clasificación de bandas de frecuencias.

En la Tabla 1-2 se incluye una subdivisión de las bandas VHF y UHF, donde se opera en la radiodifusión de audio y video. En la tabla Tabla 1-3 se incluye también una subdivisión de las últimas bandas, las correspondientes al GHz. Estas denominaciones son muy comunes en algunos sistemas como los de comunicaciones por satélite.

Banda	Frec mínima	Frec máxima	Canales
I	47 MHz	68 MHz	2,3,4 VHF
II	88 MHz	108 MHz	FM
III	174 MHz	230 MHz	5 al 12 VHF
IV	470 MHz	606 MHz	21 al 37 UHF
V	606 MHz	862 MHz	38 al 69 UHF

Tabla 1-2 Bandas I a V para VHF y UHF

Banda	frec. mínima	frec. máxima	l máxima	l mínima
L	1 GHz	2 GHz	30 cm	15 cm
S	2 GHz	4 GHz	15 cm	7.5 cm
C	4 GHz	8 GHz	7.5 cm	3.75 cm
X	8 GHz	12.4 GHz	3.75 cm	2.42 cm
Ku	12.4 GHz	18 GHz	2.42 cm	1.66 cm
K	18 GHz	26.5 GHz	1.66 cm	1.11 cm
Ka	26.5 GHz	40 GHz	11.1 mm	7,5 mm
mm	40 GHz	300 GHz	7.5 mm	1 mm

Tabla 1-3 Clasificación de la banda de microondas.

1.8 Conclusiones

La importancia de la radiocomunicación dentro de la telecomunicación radica en que el medio utilizado para la conexión es el aire. De ahí su uso exclusivo en sistemas de comunicaciones móviles, comunicaciones marítimas y sistemas de radiodifusión de señales de audio o televisión. Estos sistemas de comunicaciones han evolucionado en la medida que lo ha hecho la tecnología llegando a límites insospechados por los ingenieros de décadas atrás.

El aire como medio de propagación es lineal y recíproco, hecho que facilita el diseño del sistema. Sin embargo, es un bien escaso y es necesario arbitrar el uso del el espectro radioeléctrico. Para ello es necesario dividir el espectro en bandas de frecuencia y designar el uso que se le da a cada una de ellas. De esto se ocupan la Unión Internacional de Telecomunicación en su sección de radiocomunicaciones, La UIT-R (en inglés ITU-R), que da recomendaciones que luego los países adaptan según sus necesidades.

1.9 Referencias

Quizás las mejores referencias para introducirse en el mundo de las radiocomunicaciones sean enlaces url. Aquí se incluyen algunos de gran interés.

<http://www.coit.es/> , COIT: foro histórico

<http://www.privateline.com/history.html>, historia de las telecomunicaciones

<http://www.marconicalling.com/html/index.html>, todo sobre Marconi

<http://www.fundacion.telefonica.com/museo/visita/salas/index.html> Museo de las Telecomunicaciones de Telefónica.

http://en.wikipedia.org/wiki/History_of_radio, Wikipedia

<http://omega.ilce.edu.mx:3000/sites/ciencia/volumen3/ciencia3/112/hm/electr.htm>
Electromagnetismo y Tecnología

Capítulo 2. Antenas

2.1 Introducción

La *antena* es un elemento que permite radiar, de forma eficiente, una energía en forma de onda electromagnética. Se verá que las propiedades de una antena en transmisión son las mismas que las de una antena en recepción. Por lo que en vez de radiar, la antena puede recibir esa radiación que, una vez guiada hasta el receptor, se traducirá en energía eléctrica. Esto permite el diseño de variados sistemas de radiocomunicación, con la característica de movilidad como máximo exponente de este tipo de comunicaciones.

Antes de entrar de lleno en el capítulo, conviene introducir algunos conceptos de relevancia que ayuden en la lectura y estudio del texto. En primer lugar, el comportamiento de una antena se puede comparar al de una lámpara. Si esta última transforma la energía eléctrica en luz, la primera lo hace también en ondas electromagnéticas pero de menor frecuencia. De forma análoga a como una lámpara, mediante una pantalla, permite enfocar la luz en una determinada dirección, una antena puede diseñarse para distribuir la potencia radiada en el espacio según las necesidades de la aplicación. Si se van a comunicar dos puntos, será deseable tener antenas que radien la potencia que se les entrega hacia un punto determinado del espacio donde esté la antena receptora. Si se utiliza la antena en una estación de radiodifusión, interesará que la antena radie por igual en todas las direcciones horizontales, esto es, que sea omnidireccional. La forma en la que la antena radia potencia en el espacio se conoce como “patrón de radiación”. Para poder medir esta propiedad hace falta un patrón o unidad. Este patrón es la antena isótropa, aquella que radia igual potencia en todas direcciones. En nuestra analogía de iluminación no sería más que una bombilla colgada del techo. Si alimentamos la antena isótropa y la antena en cuestión con la misma potencia, podemos definir la “ganancia directiva” como la relación, para cada dirección, entre la potencia radiada por la antena y la potencia radiada por la antena isótropa. Esta ganancia directiva en cada dirección del espacio proporciona una medida del patrón de radiación. Se suele expresar en dB y, a veces, para denotar que es una ganancia respecto a la antena isótropa se le añade una “i”, dBi (dB respecto a la antena isótropa). Por otra parte, al máximo valor de esta relación se le denomina simplemente “ganancia” de la antena, y es quizás su característica más importante.

Los organismos reguladores deben marcar un límite para la potencia que una antena radia en cualquier dirección. Esta potencia dependerá de dos aspectos. En primer lugar de la potencia con la que alimentamos la antena, la “potencia entregada”. Y en segundo término de cómo distribuya la antena esa energía en el espacio, del diagrama o patrón de radiación. Como se trata de imponer un límite nos quedamos con el máximo del diagrama de radiación, la ganancia de la antena. Ahora, si se quiere calcular la máxima potencia radiada en una dirección se debe tomar la potencia entregada a la antena, actualizada por esta ganancia. Este es el concepto de PIRE (potencia isótropa radiada equivalente²).

En relación a la recepción de potencia electromagnética, se verá que la antena recibe la potencia de la misma forma que la transmite. Esto es, el patrón de radiación es el mismo que el de recepción. Esto es consecuencia inmediata del principio de reciprocidad, propiedad relevante del canal radio, el que incluye las antenas más la propagación. Por esta propiedad, dadas dos antenas, incluso distintas, la potencia recibida por una cuando se entrega una potencia determinada a la otra es la misma que la recibida cuando se entrega la misma potencia a la otra antena.

Aparte, para que la antena receptora reciba máxima potencia, además de diseñar el sistema para que los diagramas de radiación tengan sus máximos en la dirección que une ambas antenas, es necesario que la antena esté orientada para que el campo eléctrico o magnético

² En inglés EIRP, Equivalent isotropic radiated power.

recibido genere la máxima tensión posible en bornas de la antena. Surge así el concepto de polarización.

Con los conocimientos anteriores sobre el comportamiento de la antena en transmisión y recepción, es posible calcular el balance de potencias estudiando las ganancias y pérdidas en el trayecto antena transmisora a antena receptora. El resultado es la fórmula de Friis, indispensable en el cálculo de sistemas de radiocomunicaciones. Esta fórmula permite conocer la potencia recibida en función de la potencia entregada en el transmisor.

Además de los conceptos ya mencionados, se verán otros aspectos de interés tales como el patrón resultante de la agrupación de varias antenas, la impedancia que presenta una antena, su respuesta en frecuencia, o cómo quedan sus propiedades cuando hay un plano conductor cercano.

Los conceptos de patrón de radiación, ganancia de una antena y el concepto de PIRE son de vital importancia. Para conocer estas características, es necesario calcular los valores de los campos eléctrico y magnético radiados por una antena. El vector de Poynting, producto de ambos, dará la potencia radiada y es ya una medida del diagrama de radiación de la antena. A partir de este vector se calculará la ganancia de la antena, comparándola con el de la antena isotrópica. Se dedicará la primera parte del capítulo a este menester.

2.2 La ecuación de onda o ecuación de Helmholtz.

2.2.1 Algunas fórmulas previas

Es preciso recordar al menos el significado de los operadores gradiente, la divergencia, el rotacional o el laplaciano. En general todos ellos se derivan del operador nabla:

$$\nabla \equiv \frac{\partial}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{z}, \quad (2-1)$$

de forma que si este operador se aplica a una función escalar V tenemos un vector, el gradiente,

$$\nabla V \equiv \frac{\partial V}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial V}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial V}{\partial z} \hat{z}. \quad (2-2)$$

Si se aplica sobre un vector tenemos el producto escalar, que da lugar a la divergencia

$$\nabla \cdot \vec{A} = \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z}, \quad (2-3)$$

y el producto vectorial que daría lugar al rotacional:

$$\nabla \times \vec{A} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \partial/\partial x & \partial/\partial y & \partial/\partial z \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix}. \quad (2-4)$$

El laplaciano para una función escalar es la divergencia del gradiente $\nabla^2 V = \nabla \cdot \nabla V$, y el laplaciano puede escribirse como

$$\Delta = \nabla^2 \equiv \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}. \quad (2-5)$$

Para un vector, queda algo más complicado,

$$\Delta \vec{A} = \nabla^2 \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla \times (\nabla \times \vec{A}). \quad (2-6)$$

Estas son las expresiones en coordenadas cartesianas. Las equivalentes en coordenadas esféricas o cilíndricas pueden encontrarse en otras referencias bibliográficas [1].

2.2.2 Las ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell tienen una gran importancia en antenas dado que de ellas se derivan todas sus propiedades. Sabemos que los campos electromagnéticos que queremos radiar se producen como respuesta a una variación de corriente o intensidad. Tiene que haber, por tanto, una variación temporal. Para facilitar los cálculos con estas excitaciones, se recurre a trabajar en el *dominio de la frecuencia*. Así, lo que tenemos es un conjunto de tonos a diferentes frecuencias. Como las ecuaciones de Maxwell son lineales, el resultado de trabajar con todos estos tonos es el mismo que la suma de los resultados obtenidos para cada tono por separado. No es de extrañar entonces que en general se trabaje con un solo tono a frecuencia o pulsación ω . Es más, como la componente correspondiente de Fourier es una amplitud compleja que dependerá de la distancia r por una exponencial compleja de ωt que depende del tiempo, se trabajará únicamente con esta amplitud, obviando en todo momento la dependencia temporal. Así, si denominamos por

$$\vec{E}(r, t) = \Re \left\{ \vec{E}(r) e^{j\omega t} \right\} \quad (2-7)$$

$$\vec{H}(r, t) = \Re \left\{ \vec{H}(r) e^{j\omega t} \right\} \quad (2-8)$$

al campo eléctrico y al magnético respectivamente en un punto dado por \vec{r} en un instante t , los valores \vec{E} y \vec{H} son los correspondientes fasores, de valores complejos. Tal como se ha comentado, de esta forma caracterizamos ambos campos para la frecuencia o pulsación de trabajo, ω , sin tener que recurrir a poner la frecuencia de forma implícita en las expresiones.

Las ecuaciones de Maxwell ya para los fasores relacionan los campos eléctrico y magnético con el desplazamiento eléctrico \vec{D} y el flujo magnético \vec{B} ,

$$\text{Ley de Faraday} \quad \nabla \times \vec{E} = -j\omega \vec{B} \quad (2-9)$$

$$\text{Ley de Ampere-Maxwell} \quad \nabla \times \vec{H} = j\omega \vec{D} + \vec{J} \quad (2-10)$$

$$\text{Ley de Gauss} \quad \nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2-11)$$

$$\text{Ley de Gauss para el flujo magnético} \quad \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2-12)$$

donde además hay que tener en cuenta la ecuación de continuidad

$$\nabla \cdot \vec{J} = -j\omega \rho \quad (2-13)$$

y las dependencias del medio a partir del desplazamiento eléctrico y el flujo magnético

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad (2-14)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (2-15)$$

donde en el vacío $\epsilon_0 = 10^{-9} / 36\pi$ Faraday/m es la permitividad eléctrica y $\mu_0 = 10^{-7} 4\pi$ Henry/m es la permeabilidad magnética.

Nótese que $1/\sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = c = 3 \cdot 10^8$ m/s. Si el medio fuera otro se multiplicaría por los valores relativos. Si sustituimos estos valores en las ecuaciones de Maxwell se llega a

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu_0\vec{H} \quad (2-16)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon_0\vec{E} + \vec{J} \quad (2-17)$$

$$\nabla \cdot \varepsilon_0\vec{E} = \rho \quad (2-18)$$

$$\nabla \cdot \mu_0\vec{H} = 0 \quad (2-19)$$

Cabe entonces preguntarse cómo utilizar esto en el diseño de una antena. Parece que los elementos que podemos controlar para crear un campo electromagnético (em) son la densidad de carga y de corriente, relacionada ambas a través de la ecuación de continuidad. El objetivo entonces es estudiar qué relación hay entre la densidad de corriente excitada en una antena y el campo em que genera. Antes de pasar a esta tarea, queda puntualizar que en las anteriores ecuaciones no se tienen en cuenta corrientes (de conducción) que pudieran ser generadas por un campo eléctrico exterior según la ley de Ohm $\vec{J} = \sigma\vec{E}$, donde σ es la conductividad en Siemens/m (generalmente en $\mu\text{S/cm}$). De hecho esta corriente no se incluye en las ecuaciones.

Para resolver las ecuaciones de Maxwell se recurre a resolver la ecuación para el potencial vector, relacionada con los campos eléctrico y magnético a través de las siguientes expresiones:

$$\vec{E} = -j\omega\vec{A} + \frac{\nabla\nabla \cdot \vec{A}}{j\omega\varepsilon_0\mu_0}, \quad (2-20)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A}. \quad (2-21)$$

esta resolución nos lleva a la *ecuación de onda* o *ecuación de Helmholtz*

$$\nabla^2\vec{A} + k_0^2\vec{A} = -\mu_0\vec{J}, \quad (2-22)$$

donde

$$k_0 = \frac{\omega}{c} = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda_0}. \quad (2-23)$$

es el *número de onda* (rad/m). El estudio de una antena se traduce en resolver esta ecuación y calcular luego los campos em. La idea que se persiguen a continuación es resolver la ecuación para una antena elemental (diferencial) y luego calcular el potencial generado por cualquier otra antena recurriendo a integrar a lo largo y ancho de la misma. No es objetivo de este apartado introducir todos los aspectos de campos electromagnéticos necesarios para analizar antenas. Se han introducido sólo los más básicos. Otros temas importantes que no se han cubierto en esta introducción son el desarrollo del teorema de reciprocidad (Ver Apéndices, Sección 2.19 y pág 14 de [8]), el análisis de líneas de transmisión (ver Apéndices, Sección 2.21) y el estudio de ondas planas en medios lineales (ver pág. 18 de [8]). Aparte, se asume que el lector tiene adquirida las habilidades necesarias para trabajar en sistemas de coordenadas esféricas y con los operadores definidos en la Sección 2.2.1.

2.3 Potencial vector para un elemento de corriente

El elemento de corriente, o dipolo hertziano, excitado con una densidad de corriente $\vec{J} = Idl\hat{z}$ se representa en la Figura 2-1, utilizando coordenadas cartesianas y esféricas. El elemento de corriente se centra en el origen de coordenadas, y el objetivo es calcular el potencial vector en el punto \vec{r} creado por diferencial de corriente.

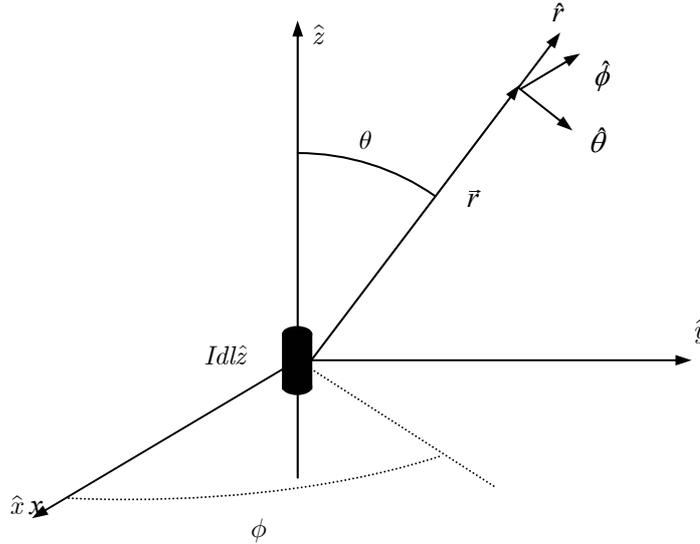


Figura 2-1. Dipolo hertziano o elemento de corriente.

En este caso, dado que la densidad de corriente está alineada en el eje z, se puede demostrar que el potencial vector también tendrá esta dirección,

$$\vec{A} = A_z \hat{z} \quad (2-24)$$

La ecuación de Helmholtz queda

$$\nabla^2 A_z = -k_0^2 A_z - \mu_0 J_z \quad (2-25)$$

La resolución de la ecuación diferencial nos lleva a la solución del tipo

$$A_z = C \frac{e^{\pm jk_0 r}}{r} \quad (2-26)$$

donde queda calcular la constante C, para ello se integra en un volumen alrededor del dipolo elemental ambos términos de la ecuación:

$$\int_V \nabla^2 A_z dV = \int_V -k_0^2 A_z - \mu_0 J_z dV \quad (2-27)$$

El primer sumando del término a la derecha de la igualdad queda

$$-k_0^2 \int_V A_z dV = -k_0^2 \int_r \int_\phi \int_\theta C \frac{e^{\pm jk_0 r}}{r} r^2 \sin \theta d\theta d\phi dr \quad (2-28)$$

Si calculamos la integral en un volumen infinitesimal que incluya al elemento de corriente queda

$$\lim_{r \rightarrow 0} \int_r \int_\phi \int_\theta e^{\pm jk_0 r} r \sin \theta d\theta d\phi dr = 0 \quad (2-29)$$

Para el segundo término, la integral de la densidad de corriente fuera del dipolo elemental es cero, y también lo es la integral. La integral del volumen esférico se traduce en la integral del volumen cilíndrico, además como la integral del flujo de corriente para la sección horizontal es la intensidad, queda

$$-\int_V \mu_0 J_z dV = -\mu_0 \int_l \int_S J_z dS dl = -\mu_0 \int_l Idl = -\mu_0 Idl \quad (2-30)$$

La integral de volumen a la izquierda de la igualdad se puede escribir, utilizando el teorema de la divergencia o de Gauss, como la integral de superficie que se muestra a continuación,

$$\int_V \nabla^2 A_z dV = \int_V \nabla \cdot \nabla A_z dV = \oint_S \nabla A_z d\vec{S} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \nabla A_z \hat{r} r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2-31)$$

donde

$$\nabla A_z \cdot \hat{r} = \frac{\partial A_z}{\partial r} = \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{C e^{\pm jk_0 r}}{r} \right) = -(1 + jk_0 r) \frac{C e^{\pm jk_0 r}}{r^2} \quad (2-32)$$

con lo que

$$\begin{aligned} \lim_{r \rightarrow 0} \int_V \nabla^2 A_z dV &= \lim_{r \rightarrow 0} \left[-(1 + jk_0 r) C e^{\pm jk_0 r} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi \sin \theta d\theta \right] = \\ &= -C \cdot 2\pi \cdot \int_0^\pi \sin \theta d\theta = -4\pi C \end{aligned} \quad (2-33)$$

Igualando términos

$$-4\pi C = -\mu_0 I dl \Rightarrow C = \frac{\mu_0 I dl}{4\pi} \quad (2-34)$$

y finalmente

$$\vec{A} = A_z \hat{z} = \frac{\mu_0 I dl}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \hat{z} \quad (2-35)$$

Donde se ha tomado el signo negativo para no violar el principio de causalidad, tal como se argumenta en la siguiente sección.

2.4 Dependencia temporal

Si incluimos la dependencia temporal en la solución del potencial vector

$$\vec{A} = \Re \left\{ \frac{\mu_0 I dl}{4\pi r} e^{\mp jk_0 r + j\omega t} \right\} \hat{z} \quad (2-36)$$

Si tomamos el signo negativo, el exponente queda $-j\beta = -j(k_0 r - \omega t)$ que es una onda plana propagándose hacia el exterior con una velocidad que se puede calcular fácilmente como sigue. Para un instante inicial

$$t = 0, \beta = 0 \Rightarrow k_0 r = \omega t \Rightarrow v = r/t = \omega/k_0 = c, \quad (2-37)$$

como $k_0 = \frac{\omega}{c} = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$, queda

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (2-38)$$

Para la longitud de onda basta hacer

$$\lambda_0 = c \cdot T \quad (2-39)$$

y calcular

$$\lambda_0 = c/f = 2\pi c/\omega = 2\pi/k_0 \quad (2-40)$$

2.5 Potencial vector para un elemento de corriente general

Aquí se ha tomado un elemento de corriente de forma cilíndrica. En general para cualquier elemento de corriente en un volumen elemental V_e lo que se tendría es

$$-4\pi C = -\mu_0 \int_{V_e} J_z dV \Rightarrow C = \frac{\mu_0 \int_{V_e} J_z dV}{4\pi} \quad (2-41)$$

y el potencial vector

$$\vec{A} = A_z \hat{z} = \frac{\mu_0 \int_{V_e} J_z dV}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \quad (2-42)$$

Este resultado nos será de ayuda en el siguiente apartado.

2.6 Potencial vector generado por un cuerpo radiante

En la ecuación (2-42) tenemos el potencial vector en un punto creado por un elemento o diferencial de corriente alineado en el eje z y situado en el centro del sistema de coordenadas, tal como se representa en la Figura 2-2.a. Es inmediato extrapolar este resultado a un elemento de corriente alineado en otra dirección, Figura 2-2.b, y también si además está situado en un punto cualquiera distinto del centro como en la Figura 2-2.c.

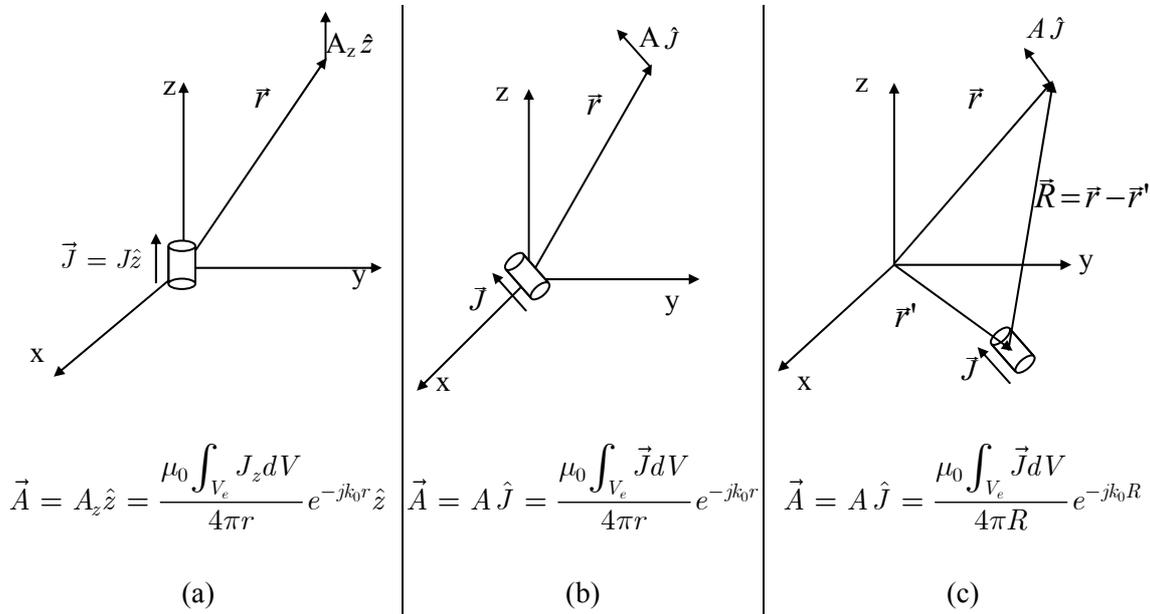


Figura 2-2. Potencial vector para un dipolo elemental en (a) el eje z, (b) cualquier orientación, y (c) cualquier orientación y cualquier posición.

Se tiene que la contribución al potencial vector en un punto de un elemento de corriente contenido en un cuerpo radiante es

$$\vec{A}_d = A_d \hat{J} = \frac{\mu_0 \int_{V_e} \vec{J}(\vec{r}') dV}{4\pi R} e^{-jk_0 R} = \frac{\mu_0 \int_{V_e} \vec{J}(\vec{r}') dV}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|} e^{-jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'|}, \quad (2-43)$$

tal como se representa en la Figura 2-3. Para calcular el potencial vector total debemos sumar (integrar) las contribuciones de los diferenciales de corriente del cuerpo. Por lo que el potencial vector vendrá dado por

$$\vec{A} = \int_V \vec{A}_d dV = \int_V \frac{\mu_0 \vec{J}(\vec{r}')}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|} e^{-jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'|} dV \quad (2-44)$$

Donde la integral para todo el volumen V se traduce en la integral para todo \vec{r}' . En el caso general se tendría

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_V \frac{\vec{J}(\vec{r}', t - R/c)}{R} dV. \quad (2-45)$$

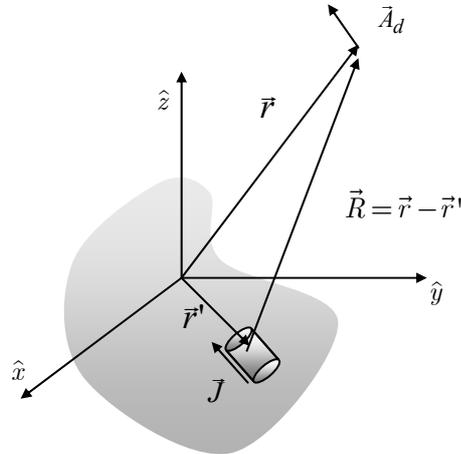


Figura 2-3. Potencial vector generado por un volumen.

Nótese que aquí se tiene en cuenta, como en todo el texto, sólo una componente espectral.

2.6.1 Potencial vector en puntos lejanos

Nótese que aquí se tiene en cuenta, como en todo el texto, sólo una componente espectral. muy alejado del cuerpo radiante queda la representación de la Figura 2-4, donde los vectores \vec{r} y \vec{R} son paralelos.

En el denominador se puede aproximar $R = |\vec{r} - \vec{r}'| \approx r$, pues lo que importa es la magnitud de ambos vectores, que es parecida. En el numerador de la expresión (2-44), al estar R en el exponente complejo, la diferencia de recorridos entre ambos trayectos es crucial y hay que tenerla en cuenta. Aprovechando el paralelismo se utiliza la aproximación $R = |\vec{r} - \vec{r}'| = r - \hat{r} \cdot \vec{r}'$. Finalmente queda

$$\vec{A} = \int_V \vec{A}_d dV = \int_V \frac{\mu_0 \vec{J}(\vec{r}')}{4\pi r} e^{-jk_0(r - \hat{r} \cdot \vec{r}')} dV = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_V \vec{J}(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} dV \quad (2-46)$$

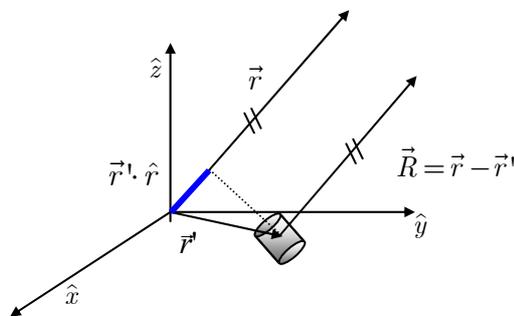


Figura 2-4. Potencial vector en zonas lejanas.

2.7 Potencial vector para un cuerpo radiante lineal

Existe una gran variedad de antenas construidas a partir de conductores lineales. En estos casos la integral de volumen se reduce a una integral lineal de diferenciales cilíndricos de corriente. La integral en (2-46) particularizada para la situación reflejada en la Figura 2-5, puede descomponerse en una integral a lo largo de la longitud y otra a lo largo de la sección. El resultando de esta última es la intensidad para cada punto $I(\vec{r}')$ multiplicada por el vector unitario con la dirección del flujo de corriente $\hat{J}(\hat{r}')$. Como este vector es paralelo al $d\vec{r}'$ y $dl = dr'$, queda

$$\vec{A} = \int_l \frac{\mu_0 I(\vec{r}') e^{-jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'|}}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|} \hat{J}(\hat{r}') dl = \int_l \frac{\mu_0 I(\vec{r}') e^{-jk_0 |\vec{r} - \vec{r}'|}}{4\pi |\vec{r} - \vec{r}'|} d\vec{r}' \quad (2-47)$$

Para campos lejanos

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_l I(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} d\vec{r}' \quad (2-48)$$

Quizás el hecho más relevante de esta integral, al igual que de la de volumen, es que es una integral vectorial. Se integra la densidad de corriente, que es un vector en la dirección $\hat{J}(\hat{r}')$, a lo largo de la longitud. Si la antena lineal es un segmento recto, dicha dirección es la misma para todos los diferenciales de corriente, $\hat{J}(\hat{r}') = \hat{J}$, y sólo se integra una función escalar. En caso contrario, como por ejemplo el de una espira, hay que integrar el vector.

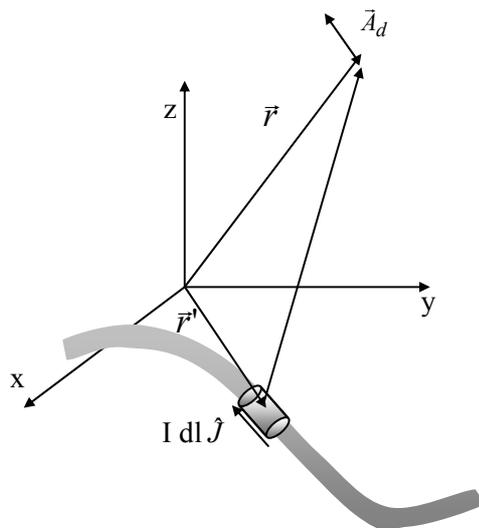


Figura 2-5. Potencial vector generado por un hilo conductor.

2.8 Cálculo de antenas

En este apartado se introduce la metodología básica utilizada en el cálculo de antenas. Esta no es otra que un conjunto de pasos que nos llevan a calcular las características más relevantes de la misma. En este proceso se calcula primero el potencial vector tal como se ha descrito en las secciones anteriores utilizando, en general, la fórmula dada en (2-44). A continuación se derivan los campos eléctrico y magnético a través de (2-20) y (2-21). Habitualmente se trabajará con estos valores en campos lejanos, por lo que se simplificarán. El siguiente paso es calcular el vector de Poynting. Este vector es el producto vectorial de ambos campos y nos da una representación básica de cómo es la radiación en cada dirección, esto es, del diagrama de radiación. Finalmente se puede calcular la potencia total radiada integrando el vector de Poynting para todas las direcciones. En este apartado se propone

llevar a cabo estos pasos para una antena básica como es el dipolo elemental, también denominado elemento de corriente, diferencial de corriente o dipolo hertziano y que se presentó en el Apartado 2.3. Este dipolo es un elemento de corriente de longitud pequeña recorrido por una intensidad I constante a lo largo de su longitud. En algunos casos se harán los cálculos también para la antena isótropa.

A partir de aquí se definirán y calcularán una serie de parámetros de interés. Dada la potencia radiada y la intensidad suministrada a la antena, es posible calcular la resistencia que presenta la antena, la resistencia de radiación. También se puede calcular el vector de poynthing normalizado por la distancia y la potencia radiada, obteniendo respectivamente la intensidad de radiación y la ganancia directiva. Además, calculando el máximo de esta última se tiene la directividad de la antena. Todas estas características se calcularán en el siguiente apartado.

2.8.1 Potencial vector

Para un dipolo elemental tomamos el potencial vector del diferencial o elemento de corriente

$$\vec{A} = A_z \hat{z} = \frac{\mu_0 I dl}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \hat{z} \quad (2-49)$$

este potencial vector escrito en coordenadas esféricas queda

$$\hat{z} = \cos \theta \cdot \hat{r} - \text{sen } \theta \cdot \hat{\theta} \quad (2-50)$$

$$\vec{A} = A_z (\cos \theta \cdot \hat{r} - \text{sen } \theta \cdot \hat{\theta}) = \frac{\mu_0 I dl}{4\pi r} e^{-jk_0 r} (\cos \theta \cdot \hat{r} - \text{sen } \theta \cdot \hat{\theta}) = A_r \hat{r} + A_\theta \hat{\theta} \quad (2-51)$$

2.8.2 Campo Magnético y Eléctrico.

Nótese que el potencial vector está alineado en el eje z y además tiene simetría respecto a este eje, por lo que no depende de ϕ . En estas circunstancias el rotacional del potencial vector en (2-21) queda:

$$\begin{aligned} \vec{H} &= \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A} = \frac{1}{\mu_0 r^2 \text{sen } \theta} \begin{vmatrix} \hat{r} & r\hat{\theta} & r \text{sen } \theta \hat{\phi} \\ \partial/\partial r & \partial/\partial \theta & \partial/\partial \phi \\ A_r & rA_\theta & r \text{sen } \theta A_\phi \end{vmatrix} = \\ &= \hat{\phi} \frac{r \text{sen } \theta}{\mu_0 r^2 \text{sen } \theta} \left(\frac{\partial r A_\theta}{\partial r} - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right) = \hat{\phi} \frac{1}{\mu_0 r} \left(-\frac{\partial r A_\theta \text{sen } \theta}{\partial r} - \frac{\partial A_z \cos \theta}{\partial \theta} \right) = \\ &= \hat{\phi} \frac{1}{\mu_0 r} \left(-A_z \text{sen } \theta - r \text{sen } \theta \frac{\partial A_z}{\partial r} - \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \cos \theta + A_z \text{sen } \theta \right) \quad (2-52) \\ &= \hat{\phi} \frac{1}{\mu_0 r} \left(-r \text{sen } \theta \frac{\partial A_z}{\partial r} - \frac{\partial A_z}{\partial \theta} \cos \theta \right) \\ &= -\hat{\phi} \frac{1}{\mu_0} \text{sen } \theta \frac{\partial A_z}{\partial r} \end{aligned}$$

Este resultado es, además, genérico para cualquier antena lineal alineada en el eje z y por ello se utilizará directamente más adelante. Derivando

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A} = -\hat{\phi} \frac{1}{\mu_0} \text{sen } \theta \frac{\partial A_z}{\partial r} = \frac{I dl}{4\pi} \cdot \frac{\text{sen } \theta}{r} (jk_0 + \frac{1}{r}) e^{-jk_0 r} \hat{\phi} \quad (2-53)$$

Para el cálculo del campo eléctrico aplicamos la fórmula en (2-20).

$$\begin{aligned}\vec{E} &= -j\omega\vec{A} + \frac{\nabla\nabla\cdot\vec{A}}{j\omega\varepsilon_0\mu_0} = \\ &= \frac{j\eta_0 Idl}{2\pi k_0 r} \cos\theta \left(\frac{jk_0}{r} + \frac{1}{r^2}\right) e^{-jk_0 r} \hat{r} - \frac{j\eta_0 Idl}{4\pi k_0 r} \cdot \text{sen}\theta \left(-k_0^2 + \frac{jk_0}{r} + \frac{1}{r^2}\right) e^{-jk_0 r} \hat{\theta}\end{aligned}\quad (2-54)$$

donde

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \approx 377\Omega \quad (2-55)$$

es la impedancia característica del medio, vacío.

2.8.3 Campos lejanos

En campos lejanos $1/r \gg 1/r^2$ y simplificando se llega a:

$$\vec{E} = E_\theta \hat{\theta} = j\eta_0 k_0 Idl \text{sen}\theta \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \hat{\theta} \quad (2-56)$$

$$\vec{H} = H_\phi \hat{\phi} = jk_0 Idl \text{sen}\theta \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r} \hat{\phi} \quad (2-57)$$

Se puede observar que para campos lejanos el módulo del campo eléctrico es el módulo del campo magnético multiplicado por la impedancia característica, $E = \eta_0 H$. Además, ambos campos son ortogonales entre sí y ortogonales a la dirección de propagación, que es la radial \hat{r} .

2.8.4 Vector de Poynting

El vector de Poynting viene dado por la expresión

$$\vec{P}(r, t) = \vec{E}(r, t) \times \vec{H}(r, t) = \frac{1}{2} \Re \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} + \frac{1}{2} \Re \{ \vec{E} \times \vec{H} e^{j2\omega t} \} \quad (2-58)$$

Promediando para un periodo,

$$\langle \vec{P} \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \}. \quad (2-59)$$

En el caso del dipolo elemental el vector de Poynting queda

$$\langle \vec{P} \rangle = \frac{1}{2} \Re \{ \vec{E} \times \vec{H}^* \} = \frac{1}{2} E \cdot H^* = \frac{1}{2\eta} |E|^2 = \frac{\eta_0 k_0^2 (Idl)^2}{32\pi^2 r^2} \text{sen}^2 \theta \hat{r}, \quad (2-60)$$

donde se ha utilizado la ortogonalidad de los campos lejanos. Nótese que este vector de Poynting decae con el cuadrado de la distancia, tiene dirección de avance radial y es independiente del azimut. También hacer notar que las exponenciales desaparecen ya que el campo magnético está conjugado. Es importante hacer notar que el vector de Poynting representa la densidad de flujo de potencia. Esto es, la potencia que se radia en una determinada dirección y a una determinada distancia por unidad de superficie. Por ello se expresa en W/m^2 .

Campos lejanos y campos cercanos

Es muy habitual hacer medidas del flujo de potencia a una distancia de una sistema radiante, principalmente para limitar la absorción de potencia radiada por parte de un cuerpo humano o para limitar la interferencia a otros sistemas. Y es también muy habitual medir el campo eléctrico para sacar de éste el vector de Poynting. Esta metodología es acertada siempre que se esté en campos lejanos. En campos cercanos hay que medir ambos campos y calcular el

flujo de potencia. Existe una regla empírica que nos dice que la distancia por debajo de la cual tengo que considerar campos cercanos es tres veces la longitud de onda. A frecuencias altas esta distancia es insignificante, pero a frecuencias bajas hay que tener en cuenta este aspecto.

2.9 Parámetros de la antena

2.9.1 Potencia radiada

La potencia radiada se calcula como la integral de superficie del vector de Poynting. Para el dipolo se puede expresar a partir de la intensidad como

$$\begin{aligned} P_t &= \oint_S \langle \vec{P} \rangle \cdot d\vec{S} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{\eta_0 k_0^2 (Idl)^2}{32\pi^2 r^2} \text{sen}^2 \theta \hat{r} \cdot \hat{r} r^2 \text{sen} \theta d\theta d\phi = \\ &= 2\pi \int_0^\pi \frac{\eta_0 k_0^2 (Idl)^2}{32\pi^2} \text{sen}^3 \theta d\theta = \frac{\eta_0 k_0^2 (Idl)^2}{12\pi} \end{aligned} \quad (2-61)$$

2.9.2 Resistencia de radiación

Por símil eléctrico, podemos igualar la potencia radiada al producto de una intensidad al cuadrado por una resistencia y despejar ésta:

$$P_t = \frac{1}{2} I^2 R_a = \frac{\eta_0 k_0^2 (Idl)^2}{12\pi} \Rightarrow R_a = \frac{2\eta_0 k_0^2 dl^2}{12\pi} = \frac{2(120\pi)(2\pi/\lambda)^2 dl^2}{12\pi} = 80\pi^2 \left(\frac{dl}{\lambda}\right)^2 \quad (2-62)$$

Esta es la *resistencia de radiación*. Nótese que el 1/2 que aparece se debe a que el valor I de intensidad se considera un valor pico. También hay que resaltar que la resistencia de radiación de una antena suele expresarse en función de la longitud de onda comparada con las dimensiones de la antena, en este caso la longitud.

2.9.3 Diagrama o patrón de radiación.

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Se calculan en este subapartado diferentes medidas y representaciones de estas características, comparando los resultados para el dipolo elemental y la antena isótropa.

Vector de Poynting

El vector de poynting es una característica cercana al diagrama de radiación. Para una antena isótropa se puede calcular directamente dividiendo la potencia radiada por el área de una esfera

$$\langle \vec{P} \rangle_{isótropa} = \frac{P_t}{4\pi r^2} \hat{r} \quad (2-63)$$

En el caso del dipolo elemental si se sustituye el valor de la potencia radiada la expresión se simplifica notablemente

$$\langle \vec{P} \rangle = \frac{3}{2} \frac{P_t}{4\pi r^2} \text{sen}^2 \theta \hat{r} \quad (2-64)$$

En vez del vector de poynting se podría haber dado el campo eléctrico, o magnético.

Intensidad de radiación

A partir de la definición de diferencial de potencia radiada,

$$dp_t = \langle \vec{P} \rangle \cdot d\vec{S}, \quad (2-65)$$

se define la *intensidad de radiación* como el cociente de éste por el ángulo sólido (vatio/stereorradián):

$$u(\theta, \phi) = \frac{dp_t}{d\Omega} = \frac{\langle \vec{P} \rangle \cdot d\vec{S}}{\text{sen } \theta d\theta d\phi} = \frac{\langle P \rangle \hat{r} \cdot \hat{r} r^2 \text{sen } \theta d\theta d\phi}{\text{sen } \theta d\theta d\phi} = \langle P \rangle \cdot r^2. \quad (2-66)$$

Se puede observar que lo que se persigue con esta medida es normalizar respecto a la distancia. Para la antena isótropa, utilizando (2-63)

$$u(\theta, \phi) = u_{isótropa} = \langle P \rangle_{isótropa} \cdot r^2 = \frac{p_t}{4\pi}, \quad (2-67)$$

y para el elemento de corriente la intensidad de radiación³ es

$$u(\theta, \phi) = \langle P \rangle \cdot r^2 = \frac{3}{2} \left(\frac{p_t}{4\pi} \right) \text{sen}^2 \theta = \frac{3}{2} \text{sen}^2 \theta \cdot u_{isótropa}. \quad (2-68)$$

Ganancia directiva y directividad de la antena

La *ganancia directiva* es una característica de la antena que nos describe cómo ésta reparte en el espacio la potencia que se le entrega. Como la antena isótropa reparte la potencia de igual forma en todas direcciones, se toma como patrón. De forma que la ganancia directiva nos proporciona para cada dirección la ganancia de potencia respecto a una antena isótropa que radiase la misma potencia.

Nótese que en unos puntos la potencia radiada será mayor o igual que la de la antena isótropa y en otros puntos menor o igual. Pues la potencia radiada por ambas antenas es la misma. Así, y esto es importante, la ganancia directiva no implica una amplificación de la potencia entregada a la antena sino una ganancia o pérdida en cada dirección respecto a la antena isótropa.

A partir de la intensidad de radiación se define la ganancia directiva de la antena como el cociente

$$d(\theta, \phi) = \frac{u(\theta, \phi)}{u_{isótropa}}, \quad (2-69)$$

que se puede manipular fácilmente para llegar a

$$d(\theta, \phi) = \frac{u(\theta, \phi)}{u_{isótropa}} = \frac{u(\theta, \phi)}{\left(\frac{p_t}{4\pi} \right)} = \frac{\langle P \rangle \cdot r^2}{\left(\frac{p_t}{4\pi} \right)} = \frac{\langle P \rangle}{\left(\frac{p_t}{4\pi r^2} \right)} = \frac{\langle P \rangle}{\langle P \rangle_{isótropa}}, \quad (2-70)$$

esto es, el cociente entre los vectores de poynting supuesto que ambas radian la misma potencia. Remarcar que de esta expresión se deduce fácilmente que

$$\langle P \rangle = \frac{p_t}{4\pi r^2} d(\theta, \phi). \quad (2-71)$$

Esta expresión permite interpretar la ganancia directiva desde otro punto de vista. Imaginemos que definimos $p_t' = p_t d(\theta, \phi)$ y reescribimos la expresión anterior como $\langle P \rangle = p_t' / 4\pi r^2$. Este sería el vector de poynting generado por una antena isótropa. De forma que se puede asegurar que la ganancia directiva de una antena en una dirección es el valor que multiplicado por la potencia radiada por esta antena proporcionaría el valor de la

³ Para las características que se definen en este apartado se utilizará minúsculas para dar su valor en unidades naturales y mayúsculas para expresarlas en unidades logarítmicas.

potencia que debería radiar una antena isótropa para generar el mismo vector de poyingting en la dirección de interés. Lógicamente, para la antena isótropa

$$d(\theta, \phi) = d_{isótropa} = 1, \quad (2-72)$$

y para el dipolo elemental

$$d(\theta, \phi) = \frac{u(\theta, \phi)}{u_{isótropa}} = \frac{u(\theta, \phi)}{(p_t/4\pi)} = \frac{3}{2} \text{sen}^2 \theta. \quad (2-73)$$

A partir de esta definición y de la definición de intensidad de radiación es posible calcular la potencia radiada en un determinado haz. Teniendo en cuenta que $d(\theta, \phi) = u(\theta, \phi) / (p_t/4\pi)$,

$$\begin{aligned} p_{haz} &= \int_{\phi} \int_{\theta} dp_t = \int_{\phi} \int_{\theta} u(\theta, \phi) d\Omega = \int_{\phi} \int_{\theta} d(\theta, \phi) (p_t/4\pi) d\Omega \\ &= \frac{p_t}{4\pi} \int_{\phi} \int_{\theta} d(\theta, \phi) \text{sen} \theta d\theta d\phi \end{aligned} \quad (2-74)$$

Y es fácil ver que $\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} d(\theta, \phi) \text{sen} \theta d\theta d\phi = 4\pi$. O dicho de otra forma: una antena no puede amplificar potencia. La antena se limita a repartir en el espacio la potencia que se le entrega, de distinta forma según la dirección. Y la ganancia directiva indica esto último.

La *directividad* es una característica que nos indica la habilidad de la antena para concentrar la potencia radiada en una determinada dirección. Luego se verá que en recepción indica la habilidad para recibir potencia de una determinada orientación. Se define como el máximo de la ganancia directiva,

$$d = \max_{\theta, \phi} d(\theta, \phi) \quad \text{en dB ó dBi}, \quad (2-75)$$

donde dBi indican dB respecto a la antena isótropa. Ambas notaciones son equivalentes. Normalmente se obvia la “i” y se da directamente en dB. La directividad para la antena isótropa es lógicamente uno y para el dipolo elemental,

$$d = \frac{3}{2} \quad \text{ó} \quad D = 1.76\text{dB}. \quad (2-76)$$

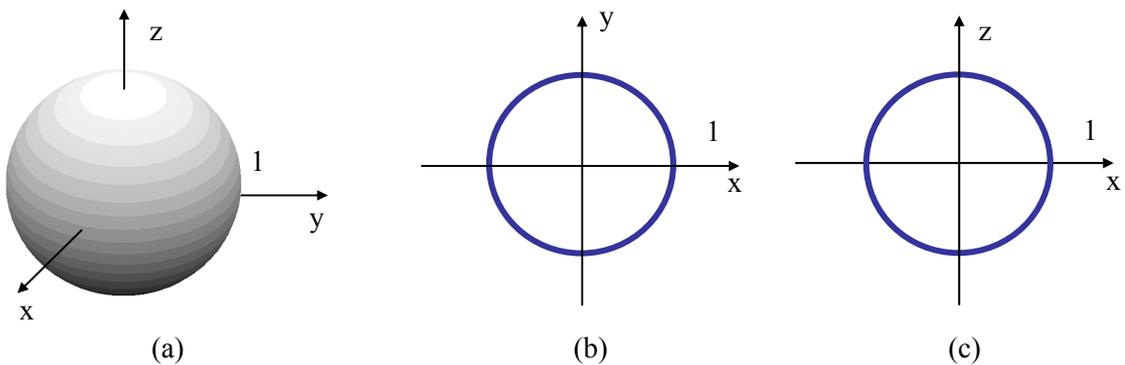


Figura 2-6. Diagrama de radiación de la antena isótropa en (a) 3 dimensiones, (b) el plano horizontal y (c) en el plano vertical.

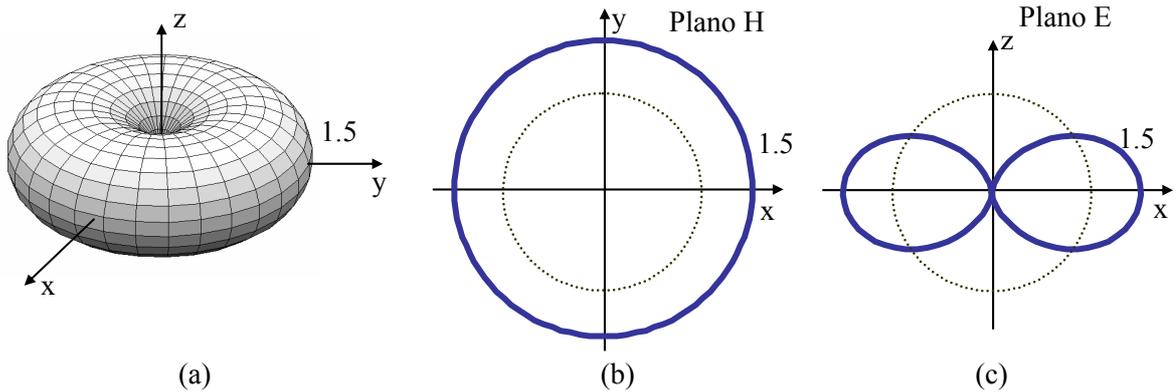


Figura 2-7. Diagrama de radiación del dipolo elemental en (a) 3 dimensiones, (b) el plano horizontal y (c) en el plano vertical. Superpuesto en línea punteada el de la antena isótropa.

El diagrama de radiación para la antena isótropa y el dipolo elemental se representan en la Figura 2-6 y la Figura 2-7 respectivamente. En esta última figura, a cualquier corte vertical se le denomina plano E, puesto que el campo eléctrico está contenido en el mismo. Por otro lado, si el corte es horizontal, se denomina plano H. Ahora este plano contiene al campo magnético.

Se ha representado el patrón de radiación como el valor de la ganancia directiva en tres dimensiones o en cortes por planos. Esta última representación se denomina también “polar”. Cada punto consta de un ángulo, azimut o elevación generalmente, y una distancia al centro que es el valor del patrón de radiación. Este valor puede ser la ganancia directiva, pero sería posible utilizar el vector de poynting, la intensidad de radiación o el campo eléctrico. Por otro lado, aparte de las representaciones 3D o por planos ya propuestas, se puede representar alguno de estos valores, en unidades naturales o logarítmicas, frente al azimut o la elevación, pero utilizando unos ejes cartesianos. En estos diagramas es más fácil estudiar el ancho de los lóbulos del patrón de radiación. En la Figura 2-8 se incluye este tipo de diagrama de radiación para el dipolo elemental.

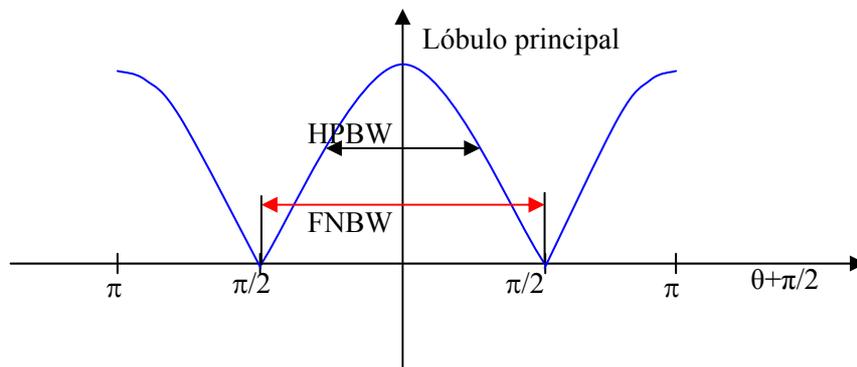


Figura 2-8. Patrón de radiación del dipolo elemental en función de la elevación .

En esta representación se han identificado el ancho de haz mitad, o de 3dB, (HPBW, Half Power Beamwidth) o el ancho de haz entre nulos (FNBW, First Null Beamwidth).

2.9.4 Impedancia de una antena

La impedancia de una antena no es una resistencia de valor la resistencia de radiación y responde a la expresión general

$$Z = R + jX , \tag{2-77}$$

donde $R = R_a + R_p$. Esto es, la parte resistiva puede incluir además de la resistencia de radiación una resistencia disipativa que modele pérdidas por calentamiento. La parte imaginaria o reactancia explica el comportamiento de la antena en campos cercanos. En la Figura 2-10 se representa el equivalente eléctrico de una antena radiando.

En general, para una frecuencia fija es posible escalar las proporciones de una antena para que la impedancia de radiación sea real. Para estas dimensiones y frecuencia la reactancia se anula, pero para frecuencias en torno a la frecuencia de diseño esto ya no es cierto. Como las antenas tienen que radiar y recibir una señal de comunicaciones que consistirá en una portadora o frecuencia central modulada, es necesario conocer cómo es el comportamiento de la misma en este rango de frecuencias. Este comportamiento vendrá dado por la resistencia y la reactancia de la antena, que determinará su relación de onda estacionaria (ROE).

ROE y VSWR

El principal motivo para calcular la impedancia de una antena es que a partir de ella se deriva su respuesta en frecuencia. Sin embargo, en las hojas de características de antenas no suele aparecer el valor de la impedancia y se prefiere por el contrario incluir una representación del valor de la relación de onda estacionaria de la tensión frente a la frecuencia en la banda de trabajo de la antena.

El valor de la relación de onda estacionaria (ROE) de tensión (VSWR, voltaje standing wave ratio) se define como la relación entre tensión mínima y máxima en la entrada de la línea de tx (antena). Mientras que el módulo del coeficiente de reflexión Γ va de 0 a 1, el VSWR va de 1 a infinito, resultando una medida más sensible a la adaptación. La impedancia de la línea de transmisión y el coeficiente de reflexión están relacionados a través de la ecuación (2-80), y este último con la VSWR como sigue

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2-78)$$

En la banda que deje pasar la antena, este parámetro debería de estar cercano a uno, para ir creciendo a medida que nos alejamos de la banda de interés.

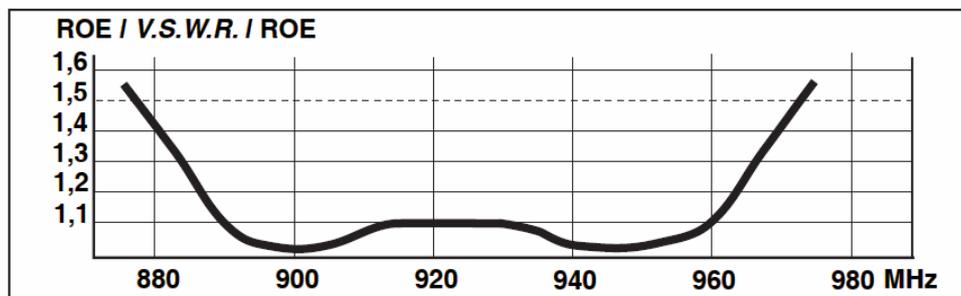


Figura 2-9. VSWR para una antena comercial omnidireccional para GSM (890-960 MHz).

2.9.5 Ganancia de la antena

En el trayecto que hay desde que se alimenta la antena hasta que se radia la potencia, existen diversas pérdidas que se pasan a modelar. El modelo eléctrico del esquema completo se incluye en la Figura 2-10. La excitación consta de un generador y de una impedancia interna, Z_0 . Por su parte la antena que excitamos tiene la impedancia propia de disipación, R_p , más la equivalente de radiación Z_a , que es en general compleja. De esta forma, si se entrega una potencia p_t parte se entregará a la antena y parte se reflejará obteniéndose un rendimiento de

$$\eta_d = 1 - |\Gamma|^2, \quad (2-79)$$

con coeficiente de reflexión

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2-80)$$

De la potencia que pasa a la antena, parte se disipará en R_p y parte se radiará. Tenemos un segundo rendimiento:

$$\eta_p = \frac{R_a}{R_a + R_p} \quad (2-81)$$

donde en general interesa que $R_a \gg R_p$. Definiendo el rendimiento total

$$\eta_a = \eta_p \cdot \eta_d \quad (2-82)$$

es posible relacionar las potencias radiadas y entregadas

$$p_t = \eta_a \cdot p_t' = 1/l_a \cdot p_t' \quad (2-83)$$

Puede ser conveniente entonces actualizar la ganancia directiva de la antena por una ganancia más real, se obtiene así

$$g(\theta, \phi) = \frac{u(\theta, \phi)}{(p_t'/4\pi)} = 1/l_a \frac{u(\theta, \phi)}{(p_t'/4\pi)} = 1/l_a d(\theta, \phi) \quad (2-84)$$

y a su máximo se le denomina *ganancia de la antena*:

$$g = \max_{\theta, \phi} g(\theta, \phi) \quad (2-85)$$

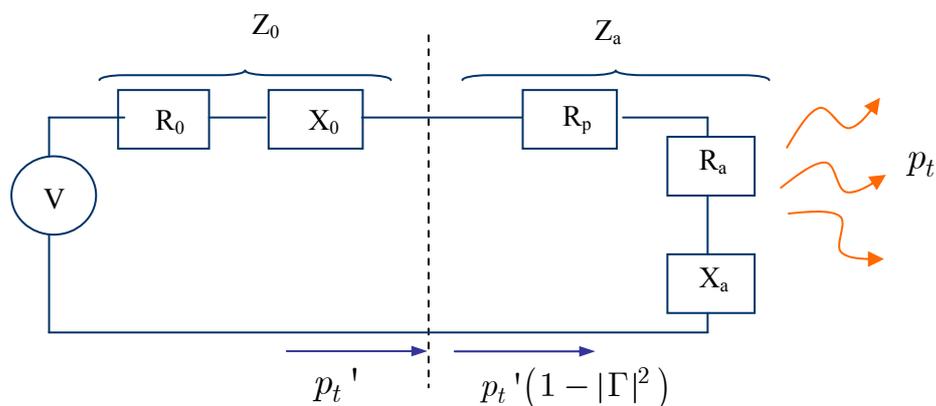


Figura 2-10. Esquema eléctrico de la antena

2.9.6 PIRE

Si quisiéramos determinar, para por ejemplo limitar, la potencia máxima radiada por una antena, tendríamos que controlar dos parámetros. Por un lado la potencia que entregamos a la antena, y por otro la ganancia de la misma. Para relacionar ambos a través de una expresión nace la potencia isotrópica radiada equivalente (PIRE, equivalent isotropic radiated power EIRP) que se define como producto de ambas. En unidades naturales:

$$pire = g \cdot p_t' = (l_a g) \cdot (1/l_a p_t') = d \cdot p_t \quad (2-86)$$

y en logarítmicas

$$PIRE = P_t' + G = P_t + D \quad (2-87)$$

Para un dipolo elemental

$$PIRE = P_t + 1.76 \quad (2-88)$$

Con esta característica se aporta una medida de la potencia radiada en la dirección de máxima radiación, y responde al esquema que se presenta en la Figura 2-11.

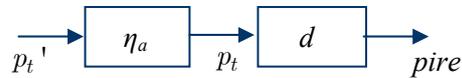


Figura 2-11. PIRE

Si calculásemos qué es la PIRE de forma más exacta, podríamos, aprovechando la ecuación (2-70), escribir

$$\langle P \rangle_{\max} = \frac{p_t \cdot d}{4\pi r^2} = \frac{p_t' \cdot g}{4\pi r^2} = \frac{pire}{4\pi r^2} \quad (2-89)$$

La PIRE tiene gran importancia, debido a que se utiliza en organismos nacionales e internacionales para limitar la potencia de los sistemas radiantes.

2.9.7 Ancho de haz 3dB

El ancho de haz a 3 dB de una antena se suele definir dentro de un corte plano del diagrama de radiación que pasa por la directividad. En este plano el ancho de haz 3dB es la distancia en grados o radianes que hay desde el punto a la izquierda y el punto a la derecha del máximo que están 3dB por debajo del mismo. En la Figura 2-12 se puede observar el resultado para una antena, el dipolo $\lambda/2$.

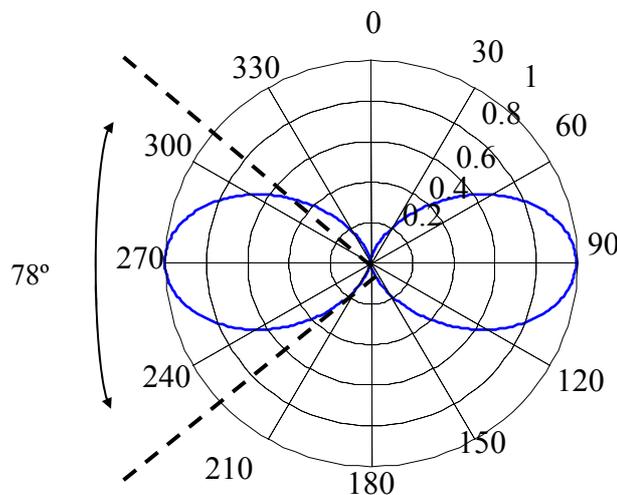


Figura 2-12. Ancho de Haz.

2.9.8 Otros parámetros

Aunque no se incluyen aquí, a lo largo del texto se calcularán algunos parámetros más entre los que hay que destacar la respuesta en frecuencia, la longitud efectiva, el área efectiva o la polarización. Otro parámetro de interés es la relación que hay entre la ganancia y la ganancia de la antena en la misma dirección pero sentido opuesto. Es lo que se conoce como ganancia delante-atrás. Existen otras características menos relevantes que dependiendo del contexto pueden tener mayor o menor interés como son el peso, las dimensiones, los conectores que utilizan, la resistencia al viento, etc.

2.10 Antenas lineales: dipolos y el dipolo $\lambda/2$.

El elemento de corriente es una antena ideal. En este apartado se tratan antenas que siendo igualmente lineales, son reales. Comencemos viendo cómo las podemos diseñar. Para entender el funcionamiento de la mayoría de las antenas lineales es necesario conocer los principios básicos de una línea de transmisión⁴. En la Figura 2-13.a, se representa la intensidad a lo largo de una línea bifilar en circuito abierto. A lo largo de la longitud la radiación es prácticamente nula puesto que los campos generados por un hilo se contrarrestan con los generados por el otro. Por otro lado, como estamos en circuito abierto, se tiene una onda estacionaria con mínimos cada $\lambda/2$. Si abrimos los extremos, tal como se muestra en la Figura 2-13.b, los campos generados por los segmentos abiertos ya no se cancelan entre sí y existe radiación. Estas antenas se denominan dipolos. Si la distancia entre extremos del dipolo es L y consideramos un sistema de ejes cartesianos centrados en el punto medio entre extremos con el eje \hat{z} alineado con el dipolo, la distribución de corriente obedece a la siguiente expresión:

$$I(z) = I_o \sin \left[k_0 \left(\frac{L}{2} - |z| \right) \right] \quad |z| < \frac{L}{2}. \quad (2-90)$$

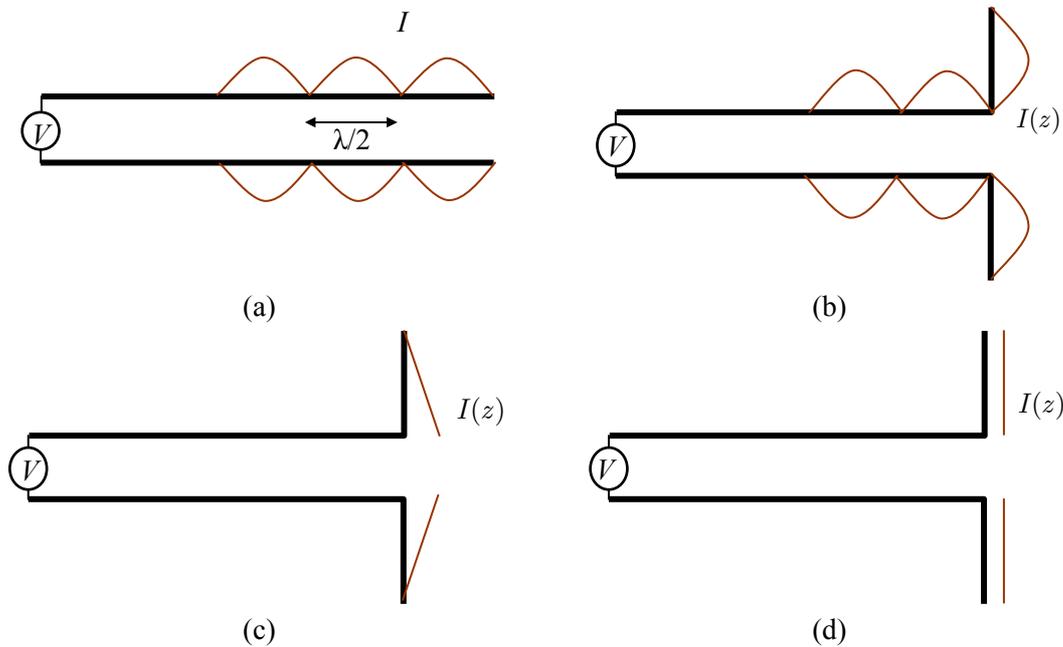


Figura 2-13. Distribución de corriente para una (a) línea de transmisión con c.a. en el extremo, (b) línea de transmisión abierta en el extremo, (c) una línea abierta en el extremo de corta longitud y (d) una línea abierta con una distribución ideal de corriente.

En la Figura 2-13.b se muestra el caso particular en el que la longitud es $L = \lambda/2$. En este caso la distribución de corriente es

$$I(z) = I_o \cos (k_0 z) \quad |z| < \frac{L}{2}. \quad (2-91)$$

En la Figura 2-13.c se muestra una situación en la que los extremos abiertos tienen una longitud muy pequeña, $L \ll \lambda$ ⁵. En esta situación, la distribución en la antena se

⁴ Para repasar los conceptos básicos puede consultar el Apéndice II en la Sección 2.21.

⁵ En radiocomunicaciones el concepto grande o pequeño se utiliza siempre en comparación con la longitud de onda. Se dice entonces que algo es “eléctricamente” grande o pequeño.

corresponde con el seno (o coseno) de un argumento pequeño, que es prácticamente un valor muy pequeño. Se obtiene así una distribución casi lineal,

$$I(z) = I_o \cos (k_0 z) \quad |z| < \frac{L}{2}. \quad (2-92)$$

En la Figura 2-13.d se muestra una situación ideal en la que la distribución de corriente es constante a lo largo de toda la longitud.

2.10.1 Dipolo $\lambda/2$

A continuación se propone resolver una antena lineal en la que la longitud total es $\lambda/2$. Esta antena se denomina dipolo $\lambda/2$ y es una antena muy utilizada debido a que tiene una impedancia de radiación adecuada y a que su diagrama de radiación es omnidireccional⁶, esto es, radia por igual en todas las direcciones del plano horizontal. La antena se representa en la Figura 2-14, donde se incluye sus magnitudes y su distribución de corriente.

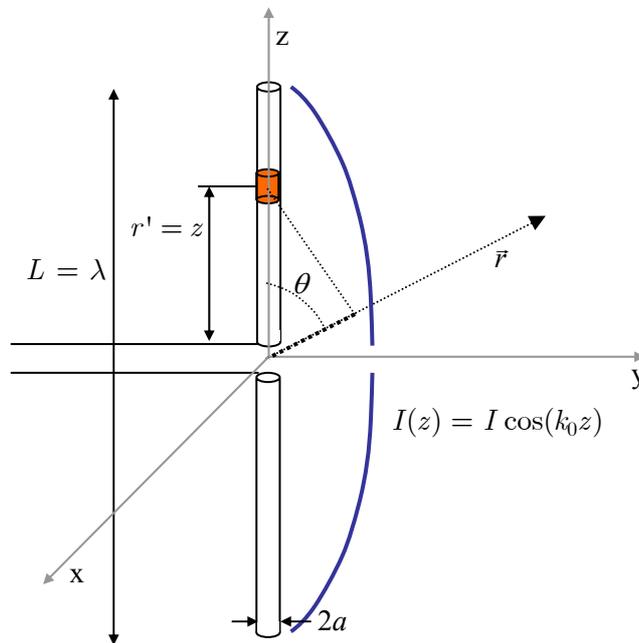


Figura 2-14. Dipolo $\lambda/2$ y su distribución de corriente.

Para resolver esta antena, ver Figura 2-14, se sigue la metodología descrita para una antena lineal en el Apartado 2.7. O se parte del cálculo del elemento de corriente. Se calcula primero el potencial vector, utilizando la fórmula del potencial vector generado por un cuerpo radiante en campos lejanos

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_V \vec{J}(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} dV, \quad (2-93)$$

que en una antena lineal queda

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_l \int_s \vec{J}(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} dS dz = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_l I(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} d\vec{r}'. \quad (2-94)$$

Como en el caso que nos ocupa el conductor es recto y alineado en el eje \hat{z} ,

⁶ Las antenas omnidireccionales se conocen también como “omnis”.

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_l I(\vec{r}') e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} d\vec{r}' = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_z I(z) e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} dz \cdot \hat{z}, \quad (2-95)$$

donde para $L = \lambda/2$,

$$I(z) = I \cos(k_0 z) \quad -\lambda/4 \leq z \leq \lambda/4. \quad (2-96)$$

El potencial vector resulta

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_z I \cos(k_0 z) e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} dz \cdot \hat{z} \quad (2-97)$$

donde queda poner el exponente complejo en función de z . Esto es inmediato, si se proyecta la componente z sobre el vector unitario radial,

$$\vec{r}' \cdot \hat{r} = z \cos \theta. \quad (2-98)$$

De esta forma se tiene ya la integral cuya resolución proporciona el potencial vector:

$$\begin{aligned} \vec{A} &= \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I(z) e^{jk_0 z \cos \theta} dz \cdot \hat{z} = \frac{\mu_0}{4\pi r} e^{-jk_0 r} \vec{N} \\ \vec{N} &= \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I \cos(k_0 z) e^{jk_0 z \cos \theta} dz \cdot \hat{z}, \end{aligned} \quad (2-99)$$

donde se ha expresado la integral a partir del así denominado vector de radiación \vec{N} . Se pasa a continuación a resolver esta integral para el vector de radiación,

$$\begin{aligned} \vec{N} &= \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I \cos(k_0 z) e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}'} dz \cdot \hat{z} = \\ &= \hat{z} I \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} \cos(k_0 z) e^{jk_0 z \cos \theta} dz \\ &= \hat{z} I \left(\int_{-\lambda/4}^0 \cos(k_0 z) e^{jk_0 z \cos \theta} dz + \int_0^{\lambda/4} \cos(k_0 z) e^{jk_0 z \cos \theta} dz \right) = \\ &= \hat{z} I \left(\int_0^{\lambda/4} \cos(k_0 z) e^{-jk_0 z \cos \theta} dz + \int_0^{\lambda/4} \cos(k_0 z) e^{jk_0 z \cos \theta} dz \right) = \\ &= \hat{z} I \int_0^{\lambda/4} 2 \cos(k_0 z) \cos(k_0 z \cos \theta) dz = \left\{ \cos(u) + \cos(v) = 2 \cos \frac{u+v}{2} \cos \frac{u-v}{2} \right\} = \\ &= \hat{z} I \int_0^{\lambda/4} \cos(k_0 z(1 + \cos \theta)) + \cos(k_0 z(1 - \cos \theta)) dz = \\ &= \hat{z} I \frac{\text{sen} \left(\frac{\pi}{2} (1 + \cos \theta) \right)}{k_0 (1 + \cos \theta)} + \frac{\text{sen} \left(\frac{\pi}{2} (1 - \cos \theta) \right)}{k_0 (1 - \cos \theta)} = \\ &= \hat{z} I \frac{(1 - \cos \theta) \text{sen} \left(\frac{\pi}{2} (1 + \cos \theta) \right) + (1 + \cos \theta) \text{sen} \left(\frac{\pi}{2} (1 - \cos \theta) \right)}{k_0 \text{sen}^2 \theta} \\ &= \hat{z} 2I \frac{\cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{k_0 \text{sen}^2 \theta} \end{aligned} \quad (2-100)$$

El potencial vector queda,

$$\vec{A} = \hat{z} \frac{\mu_0 I}{2\pi r k_0} e^{-jk_0 r} \frac{\cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\text{sen}^2 \theta}. \quad (2-101)$$

Para calcular el campo magnético, se utiliza la misma expresión utilizada en el apartado 2.8.2, y que es válida para campos lejanos creados por antenas lineales orientadas en el eje z , y se asume que calculamos campos lejanos:

$$\vec{H} = \hat{\phi} \cdot H_{\phi} = -\hat{\phi} \cdot \frac{1}{\mu_0} \text{sen}\theta \frac{\partial A_z}{\partial r} = \{1 \gg 1/r\} = \hat{\phi} \cdot j \frac{I}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} \quad (2-102)$$

y dado que se tiene una onda plana, el campo eléctrico se calcula multiplicando el módulo del campo magnético por la impedancia característica y asignándole la dirección $\hat{\theta}$, ortogonal al campo magnético y a la dirección radial (de avance),

$$\vec{E} = \hat{\theta} \cdot E_{\theta} = \hat{\theta} \cdot \eta_0 H_{\phi} \quad (2-103)$$

El vector de Poynting,

$$\langle \vec{P} \rangle = \frac{1}{2} E_{\theta} \cdot H_{\phi}^* = \frac{1}{2\eta} |E_{\theta}|^2 = \frac{\eta_0 I^2}{8\pi^2 r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}^2\theta} \hat{r} \quad (2-104)$$

La potencia total radiada

$$\begin{aligned} p_t &= \oint_S \langle \vec{P} \rangle \cdot d\vec{S} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{\eta_0 I^2}{8\pi^2 r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}^2\theta} r^2 \text{sen}\theta d\theta d\phi = \\ &= \frac{\eta_0 I^2}{8\pi^2} 2\pi \int_0^{\pi} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} d\theta = 36.6 I^2 \end{aligned} \quad (2-105)$$

donde la integral se resuelve con métodos numéricos. Igualando esta potencia al producto de la intensidad al cuadrado y la resistencia de radiación se obtiene esta última:

$$p_t = \frac{1}{2} I^2 R_a = 36.6 I^2 \Rightarrow R_a = 2 \cdot 36.6 = 73.2 \Omega \quad (2-106)$$

En relación al patrón de radiación, se calcula la intensidad de radiación

$$u(\theta, \phi) = \langle \vec{P} \rangle \cdot r^2 = \frac{\eta_0 I^2}{8\pi^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}^2\theta} \quad (2-107)$$

y utilizando

$$u_{isotropia}(\theta, \phi) = \frac{p_t}{4\pi} = \frac{36.6 I^2}{4\pi} \quad (2-108)$$

la ganancia directiva queda

$$d(\theta, \phi) = \frac{u(\theta, \phi)}{u_{isotropia}} = \frac{\eta_0 \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{36.6 \cdot 2\pi \cdot \text{sen}^2\theta} = 1.64 \left(\frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}^2\theta} \right) \quad (2-109)$$

El máximo de esta ganancia es

$$d = \max_{\theta, \phi} d(\theta, \phi) = 1.64 = 2.15 \text{ dB} = 0 \text{ dBd} \quad (2-110)$$

donde dBd se utiliza para denotar dB de ganancia respecto al dipolo $\lambda/2$. Salen 0 dBd, ya que la ganancia del dipolo $\lambda/2$ respecto al él mismo es 0 dB. La relación con los dB ó dBi viene dada por la siguiente expresión,

$$G(\text{dBi ó dB}) = G(\text{dBd}) + 2.15(\text{dB}) \quad (2-111)$$

De la misma forma que se define la *PIRE*, se puede definir la *PRA* como el producto potencia entregada y la ganancia de la antena respecto al dipolo $\lambda/2$, en dB queda

$$PRA = P_t' + G \text{ dBd} \quad (2-112)$$

La relación con la *PIRE* viene dada por la ganancia del dipolo $\lambda/2$,

$$PIRE(\text{dBW}) = PRA(\text{dBW}) + 2.15(\text{dB}) \quad (2-113)$$

En la siguiente figura se muestran el diagrama de radiación en 3-D, en el plano horizontal, y en el plano vertical. El ancho de haz de 3dB es 78° , tal como puede apreciarse en la Figura 2-15.

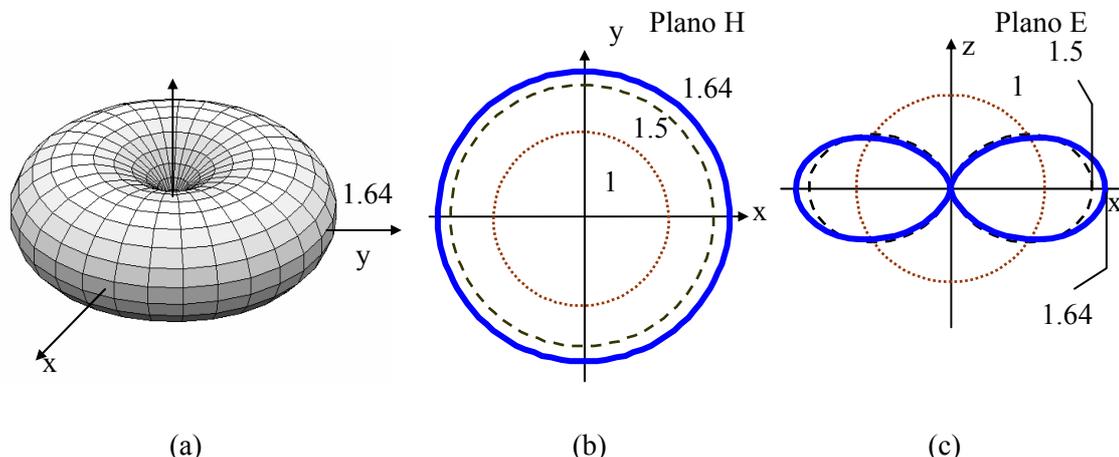


Figura 2-15. Diagrama de radiación del dipolo $\lambda/2$ en (a) 3 dimensiones, (b) en el plano horizontal y (c) en el plano vertical. Se incluyen los diagramas de radiación del dipolo elemental (línea discontinua) y de la antena isótropa (línea punteada).

2.10.2 Dipolos de otras longitudes

Intensidad de radiación

Se ha estudiado a fondo el dipolo de longitud $L = \lambda/2$, para cualquier otra longitud, se puede demostrar que la intensidad de radiación es

$$u(\theta, \phi) = \frac{\eta_0 I^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{k_0 L}{2}\right)}{\sin \theta} \right]^2, \quad (2-114)$$

donde, tal como se ha descrito anteriormente, la intensidad del dipolo obedece a la expresión sinusoidal

$$I(z) = I \sin\left[k_0 \left(\frac{L}{2} - |z|\right)\right] \quad |z| < \frac{L}{2}. \quad (2-115)$$

Diagrama de radiación

Se incluye en la Figura 2-16 los patrones de radiación para distintas longitudes,

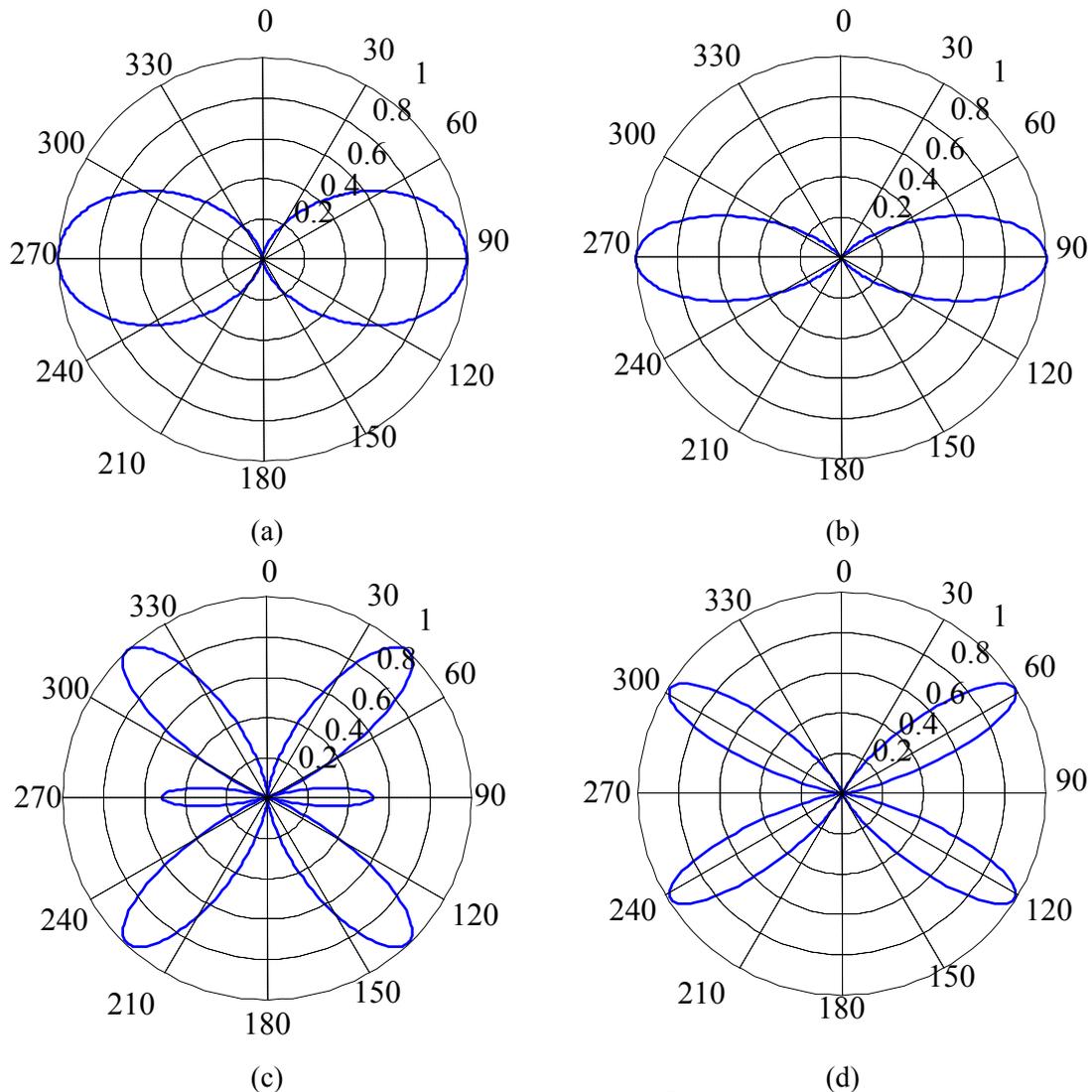


Figura 2-16. Diagramas de radiación en el plano vertical⁷ (Plano E) para dipolos de longitudes (a) $\lambda/2$ (b) λ (c) $3\lambda/2$ y (d) 2λ .

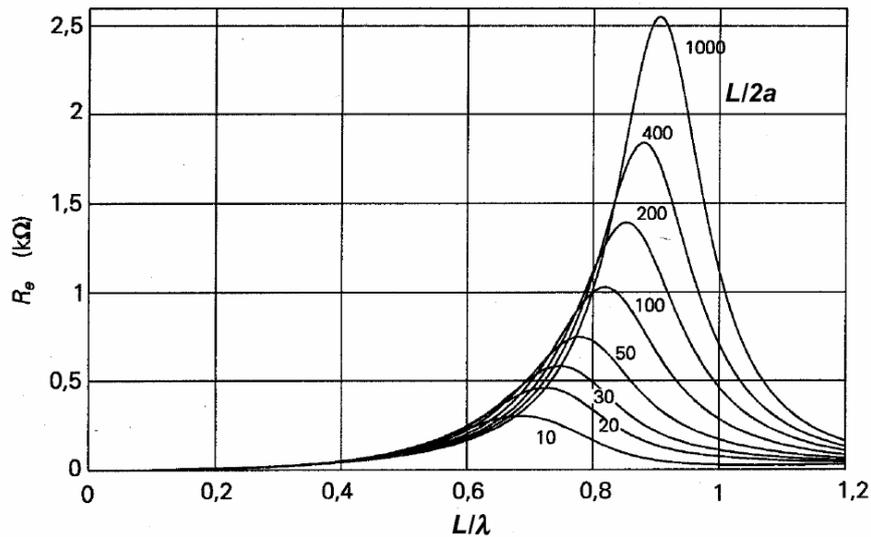
Impedancia de radiación

La impedancia que muestra el dipolo para cualquiera de las longitudes, L , y radio de varilla, a , se muestra en la Figura 2-17, donde se incluyen la parte real Figura 2-17.a e imaginaria Figura 2-17.b, resistiva y reactiva respectivamente.

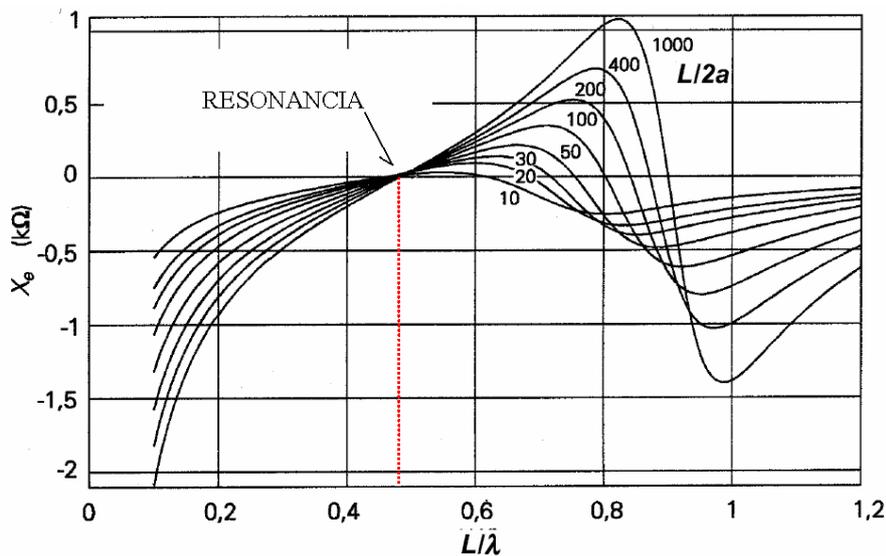
Hasta ahora se han analizado las impedancias de las antenas, resultando siempre positivas, puesto que se ha analizado la potencia de radiación en puntos alejados de la antena. Si se tiene en cuenta también la radiación en campos cercanos aparece una parte reactiva en la impedancia. Por otro lado, las antenas que se han analizado proceden de transformar una línea de transmisión en antena. Esta línea de transmisión tiene su propia reactancia, que hay que tener en cuenta a la hora de adaptar la antena al transmisor.

Al analizar la resistencia y reactancia del dipolo frente a su longitud L comparada con la longitud de onda se concluyen dos cosas. En primer lugar que existe un punto en el que la reactancia se anula, para este punto la parte resistiva vale aproximadamente 73Ω . Y por otra parte la longitud para la que se anula la reactancia coincide con una L entre 0.46 y 0.48 veces

⁷ Nótese que el punto 90° se corresponde con una elevación sobre el plano horizontal de 0 grados, pues estamos trabajando con coordenadas esféricas.



(a)



(b)

Figura 2-17. Resistencia (a) y reactancia (b) de un dipolo en función de su longitud y la frecuencia (longitud de onda).

la longitud de onda de trabajo, dependiendo del radio de la varilla del dipolo. Esta longitud es aproximadamente la del dipolo $\lambda/2$ ya analizado en profundidad en secciones anteriores. De hecho, en la práctica, el dipolo $\lambda/2$ se recorta levemente.

Impedancia de radiación de un dipolo $\lambda/2$

En el caso del dipolo de longitud algo menor que $\lambda/2$, la resistencia de radiación es aproximadamente 73Ω , tal como se vio anteriormente, pero quedaría estudiar el valor de la reactancia. Una vez conocido, se conoce también la respuesta en frecuencia. Se podría acudir a la Figura 2-17, y fijada la longitud a $\lambda/2$ y el radio de la varilla calcular para cada longitud de onda –para cada frecuencia– el valor de la impedancia. Este u otros estudios llevan al siguiente resultado: en el caso del dipolo de longitud algo menor que $\lambda/2$, se tiene que la antena se comporta como un circuito RLC serie en torno a la frecuencia de resonancia. Obviando la parte disipativa, por ser despreciable, la impedancia responde a la siguiente expresión

$$Z_a = R_a \left(1 + \rho \frac{\delta\omega}{\omega_r} \right) + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right). \quad (2-116)$$

Nótese que para modelar correctamente la impedancia del dipolo es necesario que la parte real, la que realmente radia, dependa de la frecuencia. Esto no es lo habitual en un circuito RLC.

Si $\omega = \omega_r + \delta\omega$ es la pulsación y $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ la pulsación de resonancia, operamos con la impedancia para expresarla de una forma más adecuada. Hacemos uso del factor de calidad para el circuito RLC serie. Primero se divide por la resistencia de radiación en resonancia, e introducimos ésta en la inductancia y capacitancia

$$\frac{Z_a}{R_a} = \frac{R_a}{R_a} \left(1 + \rho \frac{\delta\omega}{\omega_r} \right) + j \left(\frac{\omega L}{R_a} - \frac{1}{\omega C R_a} \right) = \left(1 + \rho \frac{\delta\omega}{\omega_r} \right) + j \left(\frac{\delta\omega}{\omega_r} 2Q \right), \quad (2-117)$$

donde el factor de calidad Q, para un circuito RLC serie, es

$$Q = \frac{\omega_r L}{R_a} = \left\{ \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C} \right\} = \frac{1}{\omega_r C R_a}, \quad (2-118)$$

y se ha hecho uso de las aproximaciones de primer orden (primera derivada) siguientes

$$\frac{\omega L}{R_a} = \frac{(\omega_r + \delta\omega)L}{R_a} = Q + \frac{\delta\omega L}{R_a}, \quad (2-119)$$

$$\frac{1}{\omega C R_a} = \frac{1}{(\omega_r + \delta\omega) C R_a} = \frac{1}{\omega_r C R_a} - \frac{\delta\omega}{\omega_r^2 C R_a} = Q - \frac{\delta\omega}{\omega_r^2 C R_a}. \quad (2-120)$$

Queda

$$\frac{Z_a}{R_a} = 1 + \frac{\delta\omega}{\omega_r} (\rho + j2Q). \quad (2-121)$$

Cuando se alimenta la antena con un generador de tensión de resistencia interna la de la antena en resonancia, R_a , el factor de calidad cargado queda

$$Q_L = Q/2 = \frac{\omega_r L}{2R_a} = \frac{1}{\omega_r C 2R_a}, \quad (2-122)$$

y el ancho de banda equivalente

$$BW = \frac{f_r}{Q_L}. \quad (2-123)$$

Para calcular los valores de la inductancia y la capacitancia de la impedancia de un dipolo $\lambda/2$ se puede recurrir a expresiones, generalmente tabuladas o representadas en gráficas, o a métodos aproximados. Uno de estos métodos consiste en calcular la impedancia de un dipolo $\lambda/2$ a partir de una antena bicónica. Se puede consultar este método en la Sección 2.20.

2.10.3 Otras antenas lineales. La espira.

La espira no es más que un anillo por el que se hace circular una corriente eléctrica, tal como se muestra en la Figura 2-18. Por ser el caso dual del dipolo lineal o eléctrico se le denomina también dipolo magnético.

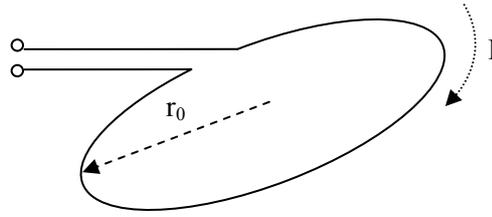


Figura 2-18. Espira de corriente o dipolo magnético.

Para esta antena y si $r_0 \ll \lambda$, la amplitud de la intensidad es constante en la espira, se puede demostrar que la potencia radiada es

$$p_t = \frac{\eta M^2 k_0^4}{12\pi}, \quad (2-124)$$

donde M es el par de la espira y viene dado por

$$M = \pi r_0^2 I, \quad (2-125)$$

y r_0 es el radio de la espira. La resistencia de radiación viene dada por

$$R_a = 320\pi^6 \left(\frac{r_0}{\lambda}\right)^4. \quad (2-126)$$

Si se tienen N espiras

$$R_a = 320\pi^6 N^2 \left(\frac{r_0}{\lambda}\right)^4 \quad (2-127)$$

Nótese que al haber N espiras se radia un campo eléctrico y magnético N veces mayor y el producto de ambos, el vector de poynting es N^2 veces el de una espira y también lo es la potencia radiada. De forma que la resistencia de radiación se multiplica también por esta cantidad. La ganancia es 1.5 (1.76 dB), igual a la del dipolo elemental. Esta ganancia es independientemente del número de vueltas. Piense por qué.

2.10.4 Otras antenas lineales. El dipolo corto.

El dipolo corto ($L \ll 0.1\lambda$) se asemeja a un elemento de corriente con longitud L e intensidad $I/2$ con distinta resistencia de radiación. En el dipolo elemental corto la intensidad es constante a lo largo de la longitud y la potencia radiada viene dada por

$$p_t = \frac{1}{2} I^2 R_{a,d.e.} \quad (2-128)$$

En el dipolo corto la intensidad varía linealmente entre 0 e I , siendo I la intensidad de alimentación (en el centro). Aproximamos el dipolo corto por uno elemental de longitud $dl=L$ y potencia promedio $I/2$, la potencia radiada queda

$$p_t = \frac{1}{2} I^2 R_{a,d.c.} \approx \frac{1}{2} (I/2)^2 R_{a,d.e.} = \frac{1}{2} I^2 \left(\frac{1}{4} R_{a,d.e.}\right). \quad (2-129)$$

y la resistencia del dipolo corto 1/4 veces la del elemento de corriente,

$$R_{a,d.c.} = 20\pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2. \quad (2-130)$$

2.11 Antenas en Recepción

El medio de propagación es recíproco, tal como se puede demostrar utilizando las ecuaciones de Maxwell. Esta reciprocidad se traduce en que las transimpedancias Z_{12} y Z_{21} son iguales. Este hecho es de gran importancia y es la explicación de que la antena en recepción se comporte como en transmisión. Aquí no se demostrará la propiedad de reciprocidad. El lector interesado puede consultar los Apéndices, Sección 2.19.

2.11.1 Reciprocidad

Para entender el funcionamiento de una antena en recepción se recurre al modelo eléctrico del conjunto transmisión-propagación-recepción, mostrado en la Figura 2-19, y que se modela por el siguiente par de ecuaciones, en el que se ha reducido el conjunto antena transmisora-propagación-antena receptora a una red de dos puertas,

$$\begin{aligned} V_1 &= I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ V_2 &= I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \end{aligned} \quad (2-131)$$

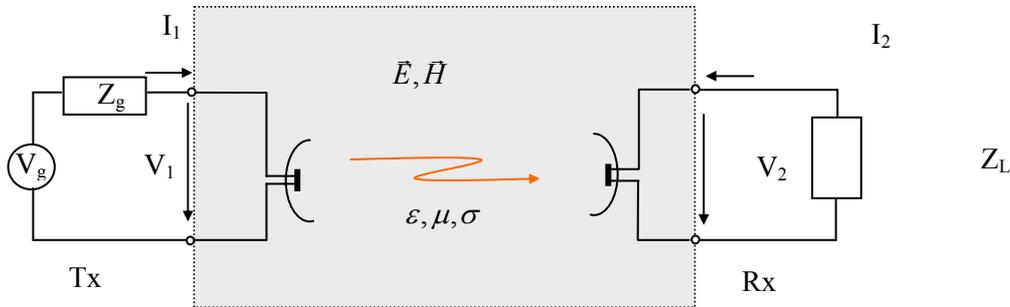


Figura 2-19. Esquema de transmisión-recepción, el canal radio visto como un cuadripolo.

Tal como se ha comentado, el medio de propagación es recíproco por lo que Z_{12} y Z_{21} son iguales.

2.11.2 Impedancia en recepción

Si damos por demostrado que $Z_{12}=Z_{21}$ podemos pasar a calcular la impedancia de una antena en recepción. Para ello primero sustituimos el medio y las antenas por su equivalente eléctrico, aprovechando además que las transimpedancias son iguales,

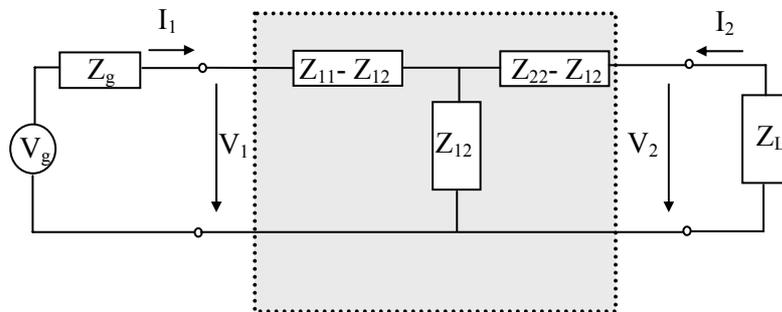


Figura 2-20. Esquema eléctrico del conjunto antena transmisora-canal-antena receptora.

La impedancia que ve el generador, la impedancia de radiación en transmisión, es

$$Z_1^T = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_L}, \quad (2-132)$$

esto es, la resistencia equivalente de la serie de $Z_{11} - Z_{12}$ con el paralelo de Z_{12} y $Z_{22} - Z_{12} + Z_L$. Si la antena receptora está alejada, la impedancia $Z_{12} \ll Z_{11}$ y $Z_1^T \approx Z_{11}$. En recepción se tiene el esquema de la Figura 2-21.

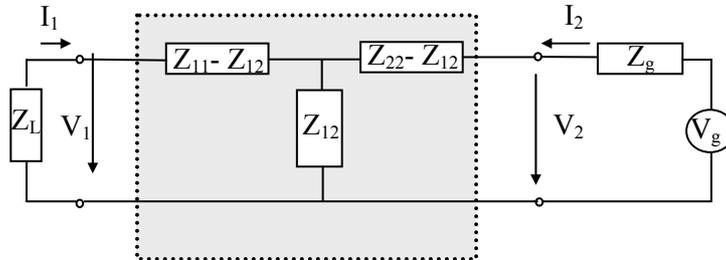


Figura 2-21. Esquema eléctrico del conjunto antena receptora-canal-antena transmisora.

Para este esquema eléctrico calculamos el equivalente Thevening, en la Figura 2-22, para calcular la impedancia de entrada.

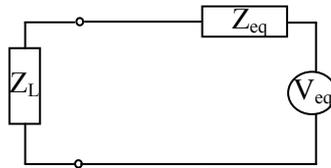


Figura 2-22. Equivalente thevening de la antena en recepción

La tensión equivalente es la de circuito abierto

$$V_{eq} = V_{ca} = I_2 Z_{12} = \frac{V_g}{Z_g + Z_{22}} \cdot Z_{12}. \quad (2-133)$$

Esta es la tensión que está recibiendo la antena. Por otro lado, la impedancia equivalente se calcula como la impedancia que se ve desde V_1 cuando $V_g = 0$,

$$Z_1^R = Z_{eq} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_g + Z_{22}}. \quad (2-134)$$

Esta es la impedancia de la antena como receptora. Cuando las antenas están alejadas, $Z_{12} \ll Z_{22}$, $Z_{12} \ll Z_{11}$ y $Z_1^R = Z_1^T = Z_{11}$. En las antenas ya analizadas Z_{11} es la impedancia de radiación R_a . Puede encontrar un razonamiento similar en la pág. 113 de [3] o un razonamiento con otros equivalentes eléctricos en la pág. 81 de [6].

2.11.3 Igualdad de los patrones de radiación

Para calcular el patrón de radiación de una antena en recepción se propone situar una antena de prueba a una distancia r y estudiar la tensión que se recibe al excitar la antena transmisora con una determinada intensidad I .

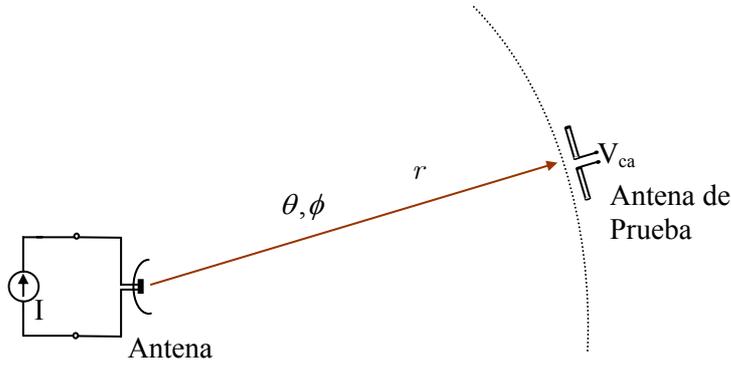


Figura 2-23. Esquema de medida del diagrama de radiación en transmisión.

En la Figura 2-23 se mide el efecto de campo lejano de la antena colocando la antena de prueba⁸ en la superficie de una esfera de radio r . La tensión en circuito abierto nos da el patrón de radiación de la antena de forma que $Z_{21}(\theta, \phi) = V_{ca} / I$ es el patrón de radiación normalizado.

Si alimentamos ahora la antena de prueba con el generador I y medimos la tensión en circuito abierto de la antena a medir, tal como se muestra en la Figura 2-24, tenemos el patrón de radiación en recepción como $Z_{12}(\theta, \phi)$. Dado que por reciprocidad $Z_{21}(\theta, \phi) = Z_{12}(\theta, \phi)$, ambos patrones son iguales.

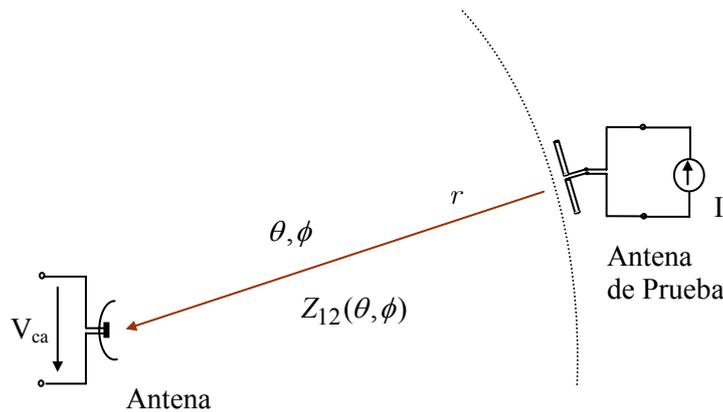


Figura 2-24. Esquema de medida del diagrama de radiación en recepción.

2.11.4 Igualdad del patrón de radiación. Potencias.

Este simple razonamiento se puede complicar más acudiendo a las potencias transmitidas y recibidas para un par de antenas, Antenas 1 y 2. En transmisión, la potencia que llega a la Antena 2 cuando la Antena 1 transmite es,

$$\begin{aligned}
 p_r &= \frac{1}{2} \Re[Z_L] I_2^2 = \frac{1}{2} \Re[Z_L] \left| \frac{V_{ca}}{Z_2^R + Z_L} \right|^2 = \{V_{ca} = I_1 Z_{12}(\theta, \phi)\} = \\
 &= \frac{1}{2} \Re[Z_L] \left| \frac{I_1 Z_{12}(\theta, \phi)}{Z_2^R + Z_L} \right|^2
 \end{aligned} \tag{2-135}$$

Si se admite que la distancia es grande y por simplicidad que la impedancia de la antena es real, $Z_2^R = Z_{22} = R_{22} = R_{a2}$,

⁸ Aunque se verá más adelante, para tener la máxima tensión de circuito abierto es necesario orientar la antena de prueba adecuadamente.

$$p_r \approx \frac{1}{2} \Re[Z_L] \left| \frac{I_1 Z_{12}(\theta, \phi)}{Z_{22} + Z_L} \right|^2 \quad (2-136)$$

Si además hay adaptación $Z_L=R_{22}$,

$$p_r = \frac{1}{2} \frac{1}{4R_{22}} |Z_{12}(\theta, \phi)|^2 |I_1|^2 = \frac{1}{4R_{22}R_{11}} |Z_{12}(\theta, \phi)|^2 p_t \quad (2-137)$$

Intercambiando, ahora se transmite con la Antena 2 y se recibe con la Antena 1. La potencia recibida:

$$p_r = \frac{1}{2} \Re[Z_L] I_1^2 = \frac{1}{2} \Re[Z_L] \left| \frac{V_{ca}}{Z_1^R + Z_L} \right|^2 = \frac{1}{2} \Re[Z_L] \left| \frac{I_2 Z_{12}(\theta, \phi)}{Z_1^R + Z_L} \right|^2 \quad (2-138)$$

de igual forma

$$p_r \approx \frac{1}{2} \Re[Z_L] \left| \frac{I_2 Z_{12}(\theta, \phi)}{Z_{11} + Z_L} \right|^2 \quad (2-139)$$

y

$$p_r = \frac{1}{2} \frac{1}{4R_{11}} |Z_{12}(\theta, \phi)|^2 |I_2|^2 = \frac{1}{4R_{22}R_{11}} |Z_{12}(\theta, \phi)|^2 p_t \quad (2-140)$$

con lo que se demuestra que en cuanto a potencias, la reciprocidad se mantiene, sean cuales sean las antenas, incluso sin son antenas diferentes.

2.12 Parámetros de la antena en recepción

2.12.1 Longitud Efectiva

Se pasa a definir el concepto de *longitud efectiva en transmisión* y *longitud efectiva en recepción*, siempre asociado a una antena lineal. En transmisión la longitud efectiva de una antena [2],[3],[7], como la mostrada en la Figura 2-25.a, es la longitud de un dipolo con distribución de intensidad ideal constante, tal como se muestra en la Figura 2-25.b que multiplicada por la intensidad de alimentación, iguala la integral de la intensidad a lo largo de toda la longitud. Esto se resume en la siguiente expresión:

$$l_{ef} = \frac{1}{I(0)} \int_{-l/2}^{l/2} I(z) dz \quad (2-141)$$

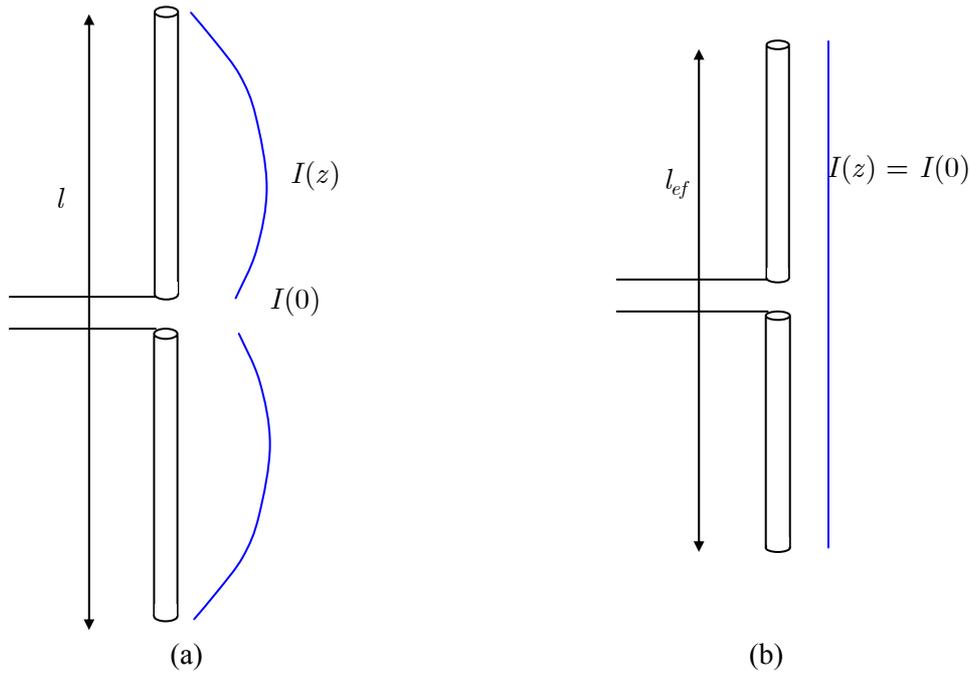


Figura 2-25. Esquema de la antena equivalente con longitud efectiva en transmisión.

En recepción se asume que en las inmediaciones –en el centro– de la antena se recibe un campo eléctrico de amplitud E , y se calcula la longitud de una antena lineal orientada en el sentido y dirección del campo que multiplicada por el campo proporcionase la misma tensión en circuito abierto,

$$V_{ca} = -l_{ef}E \quad (2-142)$$

2.12.2 Área efectiva

Utilizando la expresión (2-70), la densidad de potencia por unidad de área, el vector de poynting, para la antena transmisora en la Figura 2-26 se puede poner en función de la potencia entregada:

$$\langle P \rangle = \frac{p_t}{4\pi r^2} g_1(\theta_1, \phi_1) \quad (2-143)$$

La antena recoge esta potencia incidente y entrega una fracción a una carga⁹

$$p_r = \langle P \rangle A_{ef2}(\theta_2, \phi_2) \quad (2-144)$$

El área efectiva es precisamente la fracción de la densidad de potencia recibida que la antena traduce en potencia. Esta potencia recibida es la entregada a una carga adaptada a la impedancia de la antena. El área efectiva se conoce también como sección transversal de captura o sección transversal de absorción.

⁹ Es importante hacer notar que para que se cumpla la siguiente relación el vector de poynting debe ser constante en magnitud a lo largo y ancho de la antena. Esto es, las antenas deben estar suficientemente alejadas.

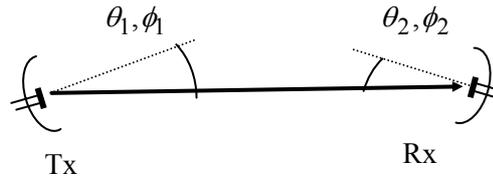


Figura 2-26. Orientación de las antenas.

Si intercambiamos el receptor y transmisor, la potencia recibida debe ser la misma, en virtud de la propiedad de reciprocidad

$$\frac{p_r'}{4\pi r^2} g_1(\theta_1, \phi_1) A_{ef2}(\theta_2, \phi_2) = \frac{p_t'}{4\pi r^2} g_2(\theta_2, \phi_2) A_{ef1}(\theta_1, \phi_1) \quad (2-145)$$

y

$$\frac{g_1(\theta_1, \phi_1)}{A_{ef1}(\theta_1, \phi_1)} = \frac{g_2(\theta_2, \phi_2)}{A_{ef2}(\theta_2, \phi_2)} \quad (2-146)$$

Como no hemos hecho ninguna hipótesis sobre las antenas esta relación debe cumplirse para cualquiera. Esto implica que la relación entre la ganancia y el área efectiva debe ser una constante independiente de la antena y de la dirección de recepción. Así si se conoce la ganancia de una antena, g_1 , y su área efectiva en la correspondiente dirección de llegada, A_{ef1} , el área efectiva de cualquier antena

$$A_{ef2}(\theta, \phi) = \frac{g_2(\theta, \phi)}{g_1} A_{ef1} \quad (2-147)$$

Para calcular el área efectiva de cualquier antena sólo es necesario calcular la de una de ellas, en una dirección determinada. Elegimos el elemento de corriente por su simplicidad, orientado en la dirección de llegada de máxima ganancia y paralelo al campo eléctrico recibido. Se denominará a esta área efectiva A_{ef} .

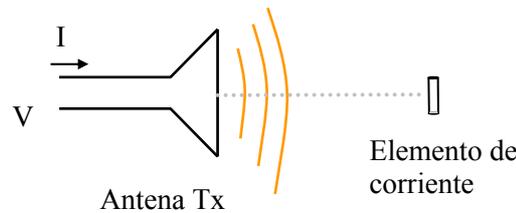


Figura 2-1. Esquema para el cálculo del área efectiva

La potencia entregada a una resistencia adaptada a la del dipolo es la tensión en circuito abierto partida por cuatro veces esta resistencia. Como la tensión en circuito abierto es el campo incidente por el dl que en este caso es la longitud efectiva, queda

$$p_r' = \frac{V_{ca}^2}{4R_a} = \frac{E^2 l_{ef}^2}{4R_a} \quad (2-148)$$

donde la tensión está dada en valor eficaz. En esta expresión se puede sustituir el valor de la resistencia de radiación de un dipolo hertziano, eliminando así la dependencia con la longitud,

$$p_r' = \frac{E^2 (dl)^2}{4R_a} = \frac{E^2 \lambda^2}{320\pi^2}. \quad (2-149)$$

Por otro lado, el vector de poynting en recepción se puede sustituir fácilmente resultando

$$p_r' = \langle P \rangle A_{ef} = \frac{E^2}{\eta} A_{ef} \quad (2-150)$$

Donde igualmente el campo está en valor eficaz. Igualando las dos últimas expresiones y despejando queda

$$A_{ef} = \frac{3 \lambda^2}{2 4\pi} \quad (2-151)$$

Como $d= 3/2$ para el dipolo hertziano, para cualquier antena:

$$A_{ef}(\theta, \phi) = g_2(\theta, \phi) \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2-152)$$

Ni que decir tiene que el área efectiva de una antena tras aplicarle el rendimiento es la misma que se ha obtenido pero cambiando la directividad por la ganancia. A partir de lo expuesto en este apartado, es inmediato calcular la potencia recibida en función de la potencia transmitida. Si la Antena 1 es la transmisora y la Antena 2 la receptora,

$$\begin{aligned} p_r' = \langle P \rangle A_{ef_r}(\theta_r, \phi_r) &= \frac{p_t'}{4\pi r^2} g_t(\theta_t, \phi_t) A_{ef_r}(\theta_r, \phi_r) \\ &= \frac{p_t'}{4\pi r^2} g_t(\theta_t, \phi_t) g_r(\theta_r, \phi_r) \frac{\lambda^2}{4\pi} = p_t' g_t(\theta_t, \phi_t) \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 g_r(\theta_r, \phi_r) \end{aligned} \quad (2-153)$$

que no es otra que la fórmula de Friis. Se desarrollará en mayor detalle en el último apartado del capítulo.

2.12.3 Factor de antena

El factor de antena se define como el cociente entre el campo eléctrico E incidente en una antena que funciona como receptora y la tensión V que la antena entregaría a una carga de 50Ω ,

$$f_a = \frac{E}{V} \text{ m}^{-1}. \quad (2-154)$$

También se mide en dB m^{-1} . Un factor de antena pequeño indica que la antena es más sensible al campo incidente. La relación con el área efectiva es directa, y se puede concluir que al igual que ésta el factor de antena crece con la frecuencia.

2.13 Polarización

En campos lejanos tenemos, en general, un campo contenido en el plano perpendicular al vector radial, esto es, a la dirección de avance,

$$\vec{E} = E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi} = E_\theta \hat{\theta} + k E_\theta e^{j\alpha} \hat{\phi} \quad (2-155)$$

donde hemos puesto la componente en ϕ a partir de la componente en θ para remarcar que hay una diferencia en magnitud y otra en fase. En cualquier punto tendremos una onda que avanza en la dirección marcada por el vector radial y que tiene estas componentes en el plano tangencial-transversal a la dirección de avance, tal como se ilustra en la Figura 2-27. Puede encontrar otra figura interesante en la pág. 71 de [6].

Atendiendo a k y a α se tienen las siguientes situaciones, representadas en la Figura 2-28:

a) Una polarización sólo en un eje: Este es el caso del dipolo $\lambda/2$ si lo colocamos en el eje z o en cualquiera de los ejes x ó y

b) Una polarización circular: si $k=1$ y el desfase α es $\pm \pi/2$

c) Una polarización elíptica: En general cualquier otra situación.

Un dipolo transmitiendo y otro recibiendo deben de estar situados en ejes paralelos para que se reciba la máxima potencia p_r . Si fuesen ortogonales las polarizaciones también lo serían y la potencia recibida sería nula. La tensión que se genera en la antena receptora es la integral de la proyección del campo en el eje de la antena receptora a lo largo de la longitud del dipolo. Así que para cualquier rotación α desde la posición de paralelismo a la de ortogonalidad la potencia, proporcional al cuadrado del campo, se atenúa según el rendimiento

$$\eta_d = 1/l_d = \cos^2 \alpha \quad (2-156)$$

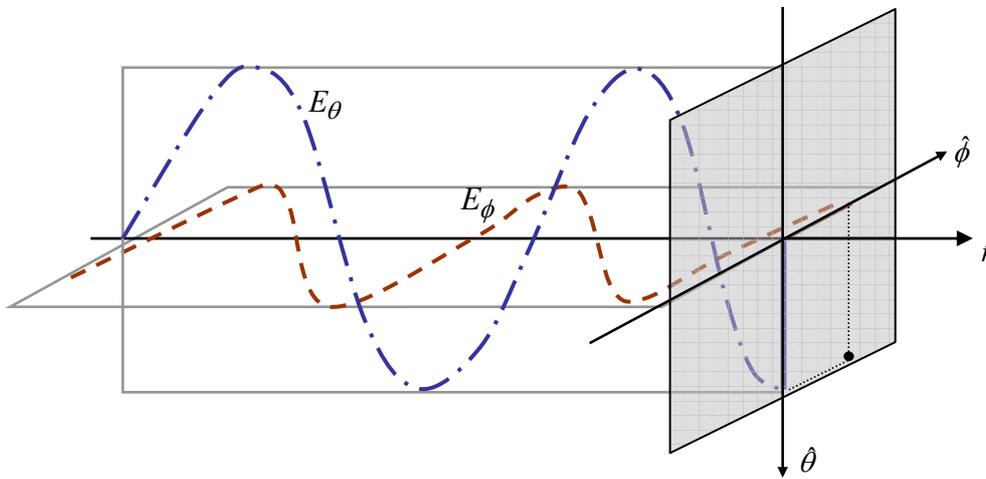


Figura 2-27. Propagación del campo eléctrico: componentes en θ (vertical) y ϕ (horizontal).

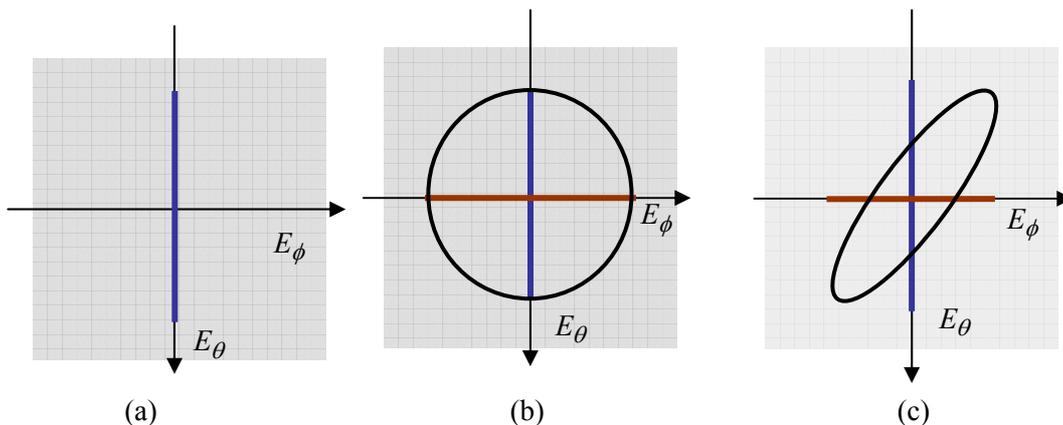


Figura 2-28. Polarizaciones (a) lineal vertical, (b) circular y (c) elipsoidal.

2.14 Arrays lineales

El patrón de radiación del dipolo $\lambda/2$ es omnidireccional, esto es, tiene su máxima radiación en el plano xy y no depende de la orientación en este plano. En la práctica puede ser deseable

diseñar una antena con cualquier otro diagrama de radiación en este plano. Esto se puede conseguir utilizando un array (conjunto, agrupación ó matriz) de antenas omnidireccionales. En esta sección se trata primero el caso de dos antenas, para pasar luego a describir el resultado analítico para arrays de varios elementos. Por último se introduce una técnica, la multiplicación de patrones, para calcular de forma rápida e intuitiva el patrón de radiación de una agrupación.

2.14.1 Arrays de dos antenas

Antenas omnidireccionales

En la Figura 2-29 se muestra un conjunto de dos antenas iguales y separadas una distancia d y alimentadas con intensidades diferentes.

Dado que las ecuaciones de Maxwell son lineales, se puede concluir que el campo en un punto es la suma de los campos radiados por cada antena de forma individual. Tomando como referencia la intensidad en la antena 0, la intensidad en la otra antena estará escalada, k , en módulo y desfasada, α , respecto a la primera:

$$I_1 = I_0 k e^{j\alpha} \quad (2-157)$$

En cuanto a los campos, el debido a la antena 1 estará escalado y desfasado en la misma medida que intensidad I_1 respecto a la intensidad I_0 y, además, estará desfasado respecto al primero de acuerdo a la diferencia de recorridos. Este último desfase es controlable con la distancia entre antenas, y junto con el desfase entre corrientes de alimentación permiten diseñar el patrón de radiación a medida. Se pasa a analizar en detalle estos desfases y el diagrama resultante.

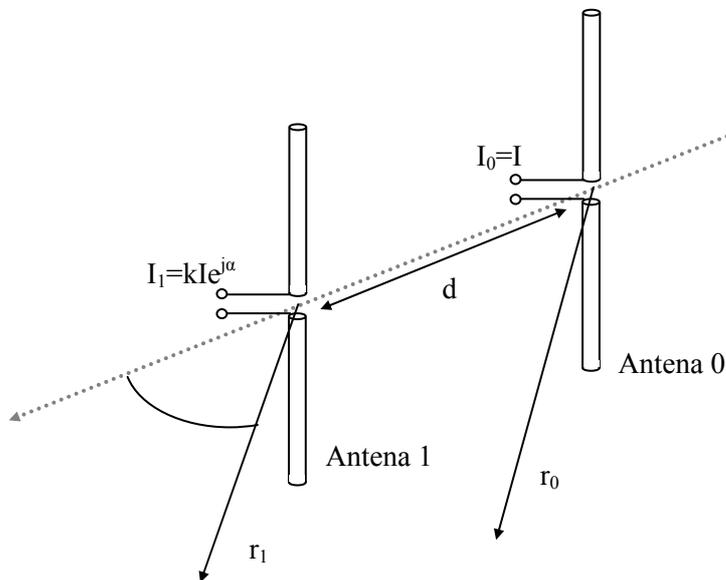


Figura 2-29. Agrupación (array) de dos dipolos.

En primer lugar, para una orientación o azimut determinado la diferencia de recorridos se puede expresar como

$$r_1 = r_0 - d \cos \phi \quad (2-158)$$

donde las variables que entran en juego están incluidas en la Figura 2-30. Nótese que el caso que se está tratando es el de dos antenas omnidireccionales en un plano. La diferencia de recorridos es entonces $r_0 - r_1 = d \cos \phi$ que en términos de desfase queda $\Delta = k_0 d \cos \phi$.

El campo procedente de la antena 1 llega con este desfase que se suma al propio de la alimentación. Para esta diferencia de recorridos la diferencia de fases total queda

$$\psi = k_0 d \cos \phi + \alpha \quad (2-159)$$

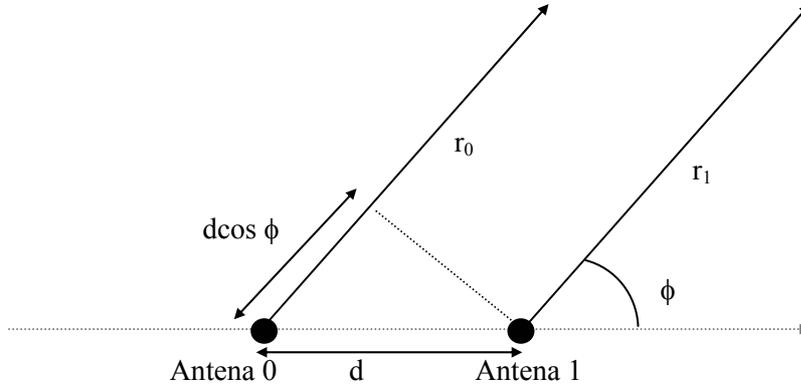


Figura 2-30. Corte horizontal (vista superior) de una agrupación de dos antenas omnidireccionales en el plano representado.

En términos de campos, sumamos el creado por ambas antenas, el campo recibido en un punto lejano es

$$\vec{E} = \vec{E}_0 + \vec{E}_1 = \vec{E}_0(1 + k e^{j\psi}) \quad (2-160)$$

donde \vec{E}_0 es el campo creado por una antena. La magnitud del campo resultante se calcula fácilmente:

$$|E| = |E_0| \left((1 + k \cos \psi)^2 + k^2 \sin^2 \psi \right)^{1/2} = |E_0| \left(1 + 2k \cos \psi + k^2 \right)^{1/2} \quad (2-161)$$

En el caso, habitual, en el que $k=1$

$$|E| = |E_0| (2 + 2 \cos \psi)^{1/2} = 2|E_0| \cos \frac{\psi}{2} \quad (2-162)$$

que sustituyendo por el valor del argumento queda

$$|E| = 2|E_0| \cos \frac{\psi}{2} = 2|E_0| \cos \left(\frac{\pi d \cos \phi}{\lambda} + \frac{\alpha}{2} \right) \quad (2-163)$$

En la Figura 2-31 se muestran los diagramas de radiación horizontal de una array de dos antenas dipolo $\lambda/2$ paralelas y con centro en el mismo plano horizontal. Se muestra el resultado para distintas distancias de separación y desfases en alimentación. Hay que hacer notar que para obtener el mismo diagrama en recepción, habría que aplicar el desfase α a la intensidad generada en la Antena 1 antes de sumarla a la intensidad recibida en la Antena 0.

Por otro lado, el resultado sería igual para cualquier par de antenas siempre que fueran omnidireccionales en el plano horizontal.

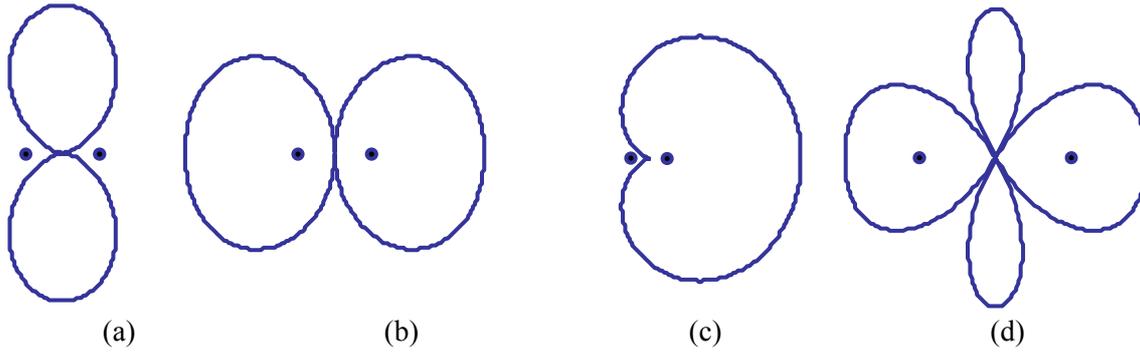


Figura 2-31. Diagrama de radiación horizontal de una agrupación de dos dipolos paralelos dispuestos verticalmente con (a) $d=\lambda/2$, $\alpha=0$; (b) $d=\lambda/2$, $\alpha=\pi$; (c) $d=\lambda/4$, $\alpha=-\pi/2$; (d) $d=\lambda$, $\alpha=0$.

Antenas no omnidireccionales

Cuando se ha calculado el patrón de radiación horizontal de dos dipolos, se ha escrito el campo creado por la Antena 1 como el mismo que el de la Antena 0 atenuado y desfasado un valor constante dado por el desfase entre intensidades y la diferencia de recorridos. Pero el campo de una antena es el mismo para todas las direcciones del plano, dado que el patrón de radiación de un dipolo es omnidireccional en el plano horizontal. Imaginemos que se quiere calcular el diagrama de radiación equivalente de otro par de antenas iguales cuyo patrón de radiación, $f(\phi)$, se conoce. Es situación se ilustra en la Figura 2-32.

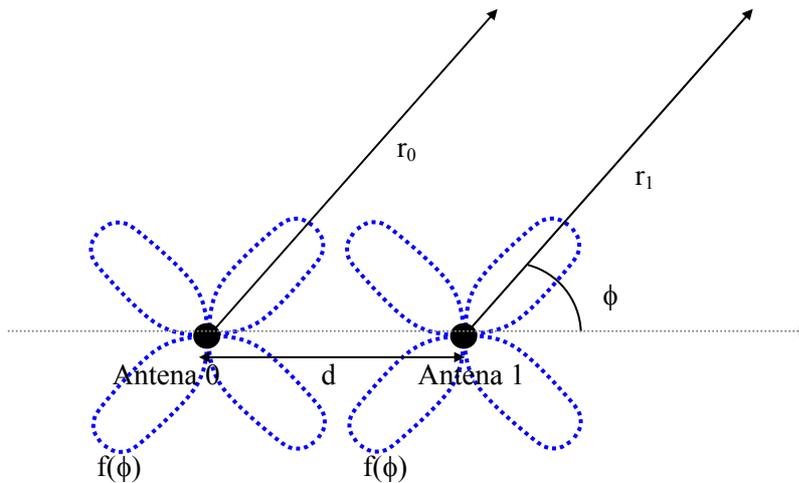


Figura 2-32. Corte horizontal (vista superior) de una agrupación de dos antenas con idéntico diagrama de radiación.

Si antes se calculó, para dos antenas omnidireccionales ($k=1$),

$$|E| = 2|E_0| \cos \frac{\psi}{2} = 2|E_0| \cos \left(\frac{\pi d \cos \phi}{\lambda} + \frac{\alpha}{2} \right) \quad (2-164)$$

como ahora en la misma dirección ϕ ambas antenas presentan el mismo valor $E_0 f(\phi)$, tal como se aprecia en la Figura 2-32, sólo queda actualizar esta expresión

$$|E| = 2f(\phi) \cos \frac{\psi}{2} = 2f(\phi) \cos \left(\frac{\pi d \cos \phi}{\lambda} + \frac{\alpha}{2} \right) = f(\phi)g(\phi). \quad (2-165)$$

En este principio de multiplicar f y g se basa el método de multiplicación de patrones, que se verá más adelante.

2.14.2 Arrays lineales uniformes

En este apartado se tiene un array de antenas en línea alimentadas con igual amplitud y un desfase constante entre elementos contiguos, tal como se representa en la Figura 2-33.

Extrapolando los resultados para dos elementos, para N se tiene que el campo es

$$|E| = |E_0| |1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}| \quad (2-166)$$

Esta expresión es una serie de progresión geométrica equivalente a

$$\frac{|E|}{|E_0|} = f(\psi) = \left| \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \right| = \left| \frac{\text{sen} \frac{N\psi}{2}}{\text{sen} \frac{\psi}{2}} \right| \quad (2-167)$$

con un desfase entre campos generados por antenas anexas igual al del caso sencillo de dos antenas,

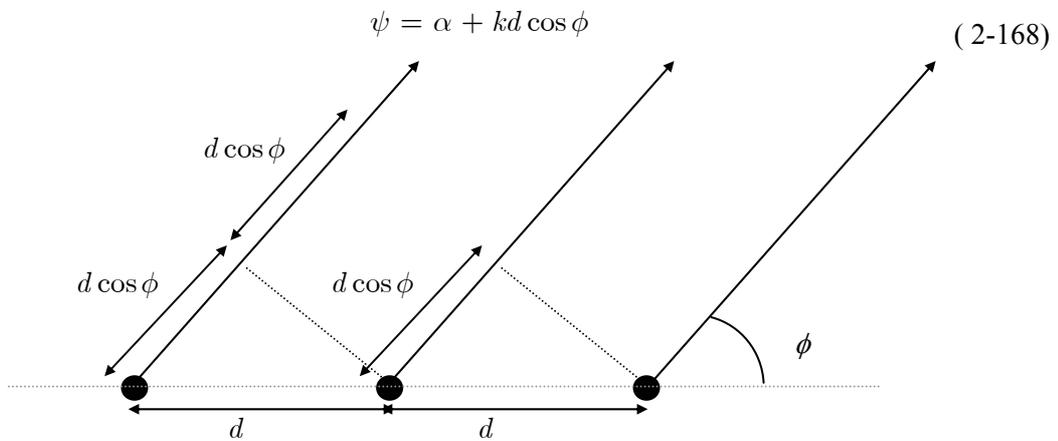


Figura 2-33. Corte horizontal (vista superior) de una agrupación de varios dipolos paralelos y con centros en el mismo plano horizontal.

Analizando la expresión se concluye que existe un máximo, de valor igual a N , en

$$\psi = 0 \Rightarrow \cos \phi = \frac{-\alpha}{k_0 d} \quad (2-169)$$

el cero número n , $1 \leq n \leq N-1$, en

$$\psi = \pm 2\pi \frac{n}{N} \quad (2-170)$$

y máximos secundarios en

$$\psi = \pm \pi \frac{2m + 1}{N} \quad (2-171)$$

Por otra parte, para N suficientemente grande la caída del primer lóbulo al segundo es 13.5 dB y siempre independiente de N . El ancho de haz entre los nulos adyacentes al máximo es $\Delta\psi = 4\pi / N$, que sí depende de N . En la Figura 2-35 se representa el diagrama de radiación de un array uniforme en función del desfase.

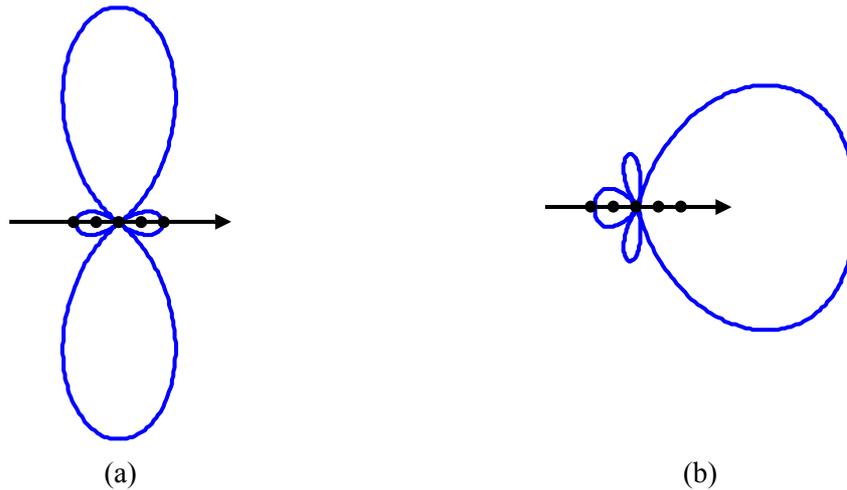


Figura 2-34. Diagramas de radiación (valores de campo en u.n.) de una agrupación (a) broadside y (b) endfire para 5 elementos separados $\lambda/4$

En arrays uniformes se distinguen las dos siguientes situaciones.

Broadside

Si $\alpha = 0$, el máximo se da para $\cos \phi = \frac{-\alpha}{k_0 d} = 0 \Rightarrow \phi = \pi/2$. Para esta antena el ancho entre nulos es $\Delta\phi = \frac{2\lambda}{dN}$. Un ejemplo del patrón de radiación, en formato polar se puede observar en la Figura 2-34.a para $N=5$ elementos.

Endfire

Si $\alpha = -k_0 d = -2\pi \frac{d}{\lambda}$ el máximo es para $\cos \phi = \frac{-\alpha}{k_0 d} = 1 \Rightarrow \phi = 0$. Para esta antena el ancho entre nulos es más ancho e igual a $\Delta\phi = \sqrt{\frac{2\lambda}{dN}}$. Un ejemplo del patrón de radiación, en formato polar se puede observar en la Figura 2-34.b para $N=5$ elementos.

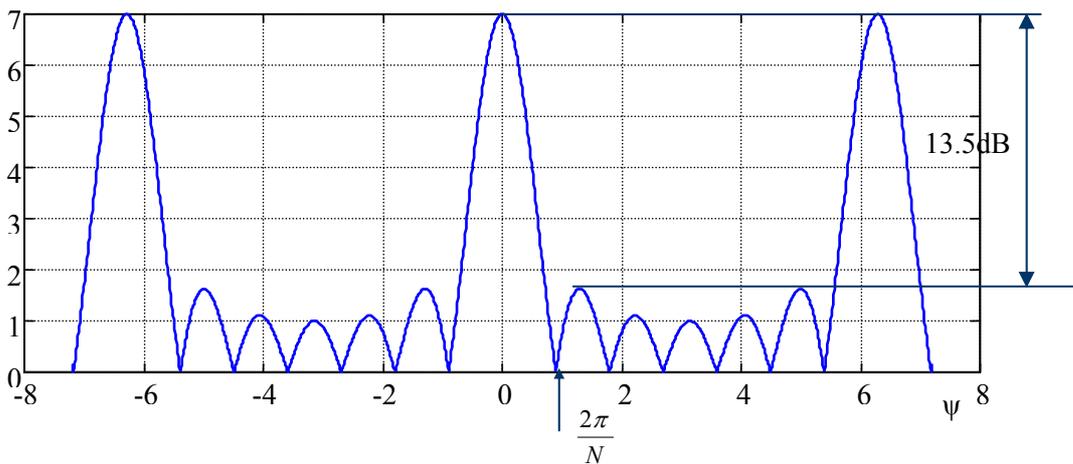


Figura 2-35. Diagrama de radiación de una agrupación uniforme.

2.14.3 Multiplicación de patrones

En el apartado 2.14.1 se calculó el patrón de radiación en un plano de dos antenas iguales separadas una distancia d , alimentadas con igual intensidad pero desfasadas α y con igual patrón de radiación para el campo eléctrico $E_0 f(\phi)$ como

$$|E| = 2f(\phi) \cos \frac{\psi}{2} = 2f(\phi) \cos \left(\frac{\pi d \cos \phi}{\lambda} + \frac{\alpha}{2} \right) = f(\phi) \cdot g(\phi) \quad (2-172)$$

Así, el patrón resultante se puede escribir como el producto de dos patrones. El primero de ellos, $f(\phi)$, es el diagrama de radiación de cada antena en el plano de estudio. Por ello este patrón recibe el nombre de patrón unitario. El segundo, $g(\phi, d, \alpha)$ es el patrón de radiación de dos antenas omnidireccionales separadas d y alimentadas con un desfase α , y recibe el nombre de patrón de grupo. La conclusión inmediata es que es posible calcular el diagrama de radiación de dos antenas mediante una simple multiplicación de dos patrones. Sólo es necesario el patrón de grupo, que o bien se conoce, o se calcula y el unitario que es el de cada antena por separado. Nótese que es imprescindible que las dos antenas deban tener el mismo patrón, el patrón unitario.

Si tenemos más de dos antenas, la estrategia consiste en ir agrupándolas en pares para ir calculando los diagramas de radiación, sustituyendo cada par por una nueva antena centrada en el punto medio de ambas y con diagrama de radiación el resultante de la multiplicación de patrones.

Ejemplo

Supónganse 4 dipolos $\lambda/2$ paralelos con sus centros alineados y separados una distancia $\lambda/2$ y con desfase $\alpha=0$. ¿Cuál es el patrón de radiación resultante en el plano perpendicular a los dipolos que pasa por la línea que los une?

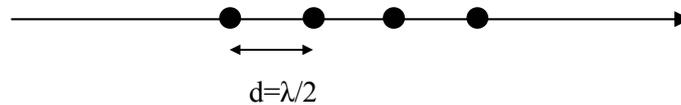


Figura 2-36. Agrupación de cuatro elementos separados $\lambda/2$.

Si se toman por pares y como son omnidireccionales el patrón unitario es una circunferencia, se calcula el de grupo y el resultante no es sino el producto, quedando el patrón resultante el patrón de grupo. Se sustituye cada par por una nueva antena con dicho patrón, tal como se muestra en la Figura 2-37.

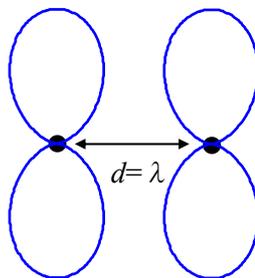


Figura 2-37. Agrupación equivalente tras agrupar dos pares de elementos.

Ahora la distancia entre antenas es λ . El patrón unitario es cualquiera de los que tenemos arriba. El de grupo es el patrón horizontal de 2 dipolos separados λ y $\alpha=0$.

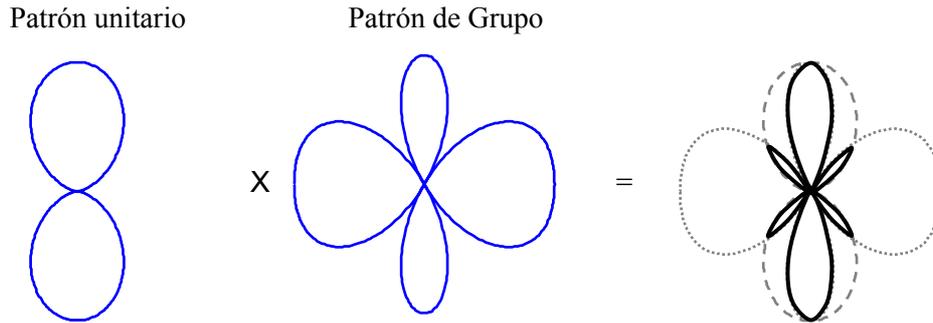


Figura 2-38. Resultado de la multiplicación de patrones, diagrama equivalente.

Nótese que se trabaja con el valor del campo eléctrico, luego se eleva al cuadrado el resultado final si se quisiera el patrón de radiación de potencia.

2.15 Antenas sobre el suelo

Hasta ahora se han estudiado las antenas en el vacío. Como la realidad es bien distinta es necesario estudiar el efecto del entorno de la antena transmisora sobre sus parámetros. El elemento más notable que aparece no es otro que el suelo. El suelo es un conductor que altera totalmente la radiación. Una onda incidente sobre un conductor perfecto sale reflejada, se puede observar un ejemplo en la Figura 2-39. El objetivo aquí es modelar el plano conductor. Esto se hace a través del concepto de imagen. En la misma figura se puede observar cómo radiaría una antena situada en el punto simétrico respecto al plano. Esta antena podría suplir el efecto de la reflexión, pues radiaría una onda igual a la reflejada. Esta antena sería la antena imagen que sustituiría al plano conductor.

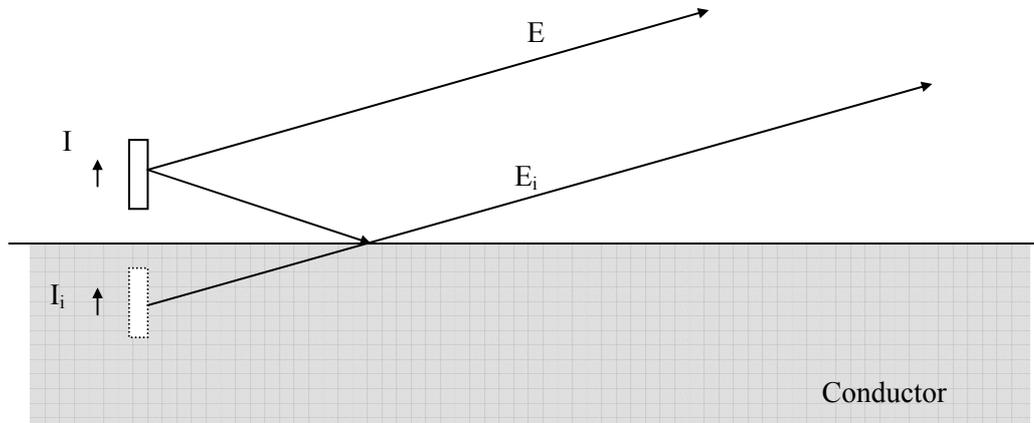


Figura 2-39. Antena sobre un conductor: imagen y reflexión.

En la teoría de imágenes, se sustituye el conductor por líneas de campo y las distribuciones de corrientes y cargas imágenes tal como se describe en la Figura 2-40. De forma que en el análisis de una antena sobre conductor perfecto se sustituye el conductor por una antena imagen con una distribución de carga imagen tal como se describe en esta figura. Además, y esto es importante, la antena sólo radiará por encima del plano conductor.

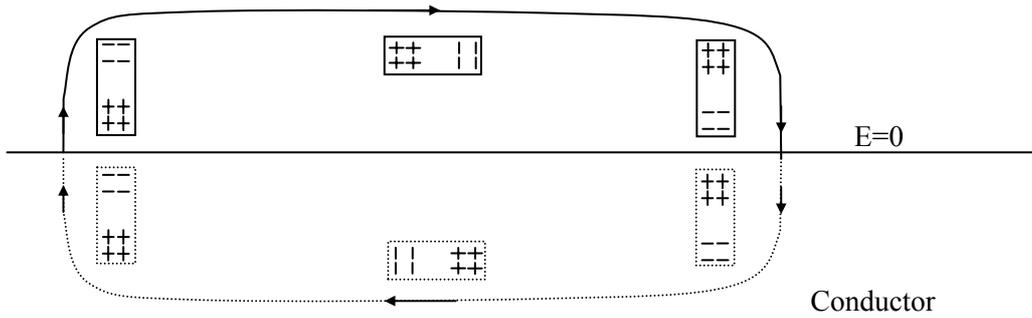


Figura 2-40. Campo eléctrico en presencia de un conductor: líneas de campo.

2.15.1 Monopolo sobre el suelo.

Utilizando el método de las imágenes, un monopolo sobre el suelo, como el esbozado en la Figura 2-41.a, tiene una antena equivalente como la mostrada en la Figura 2-41.b.

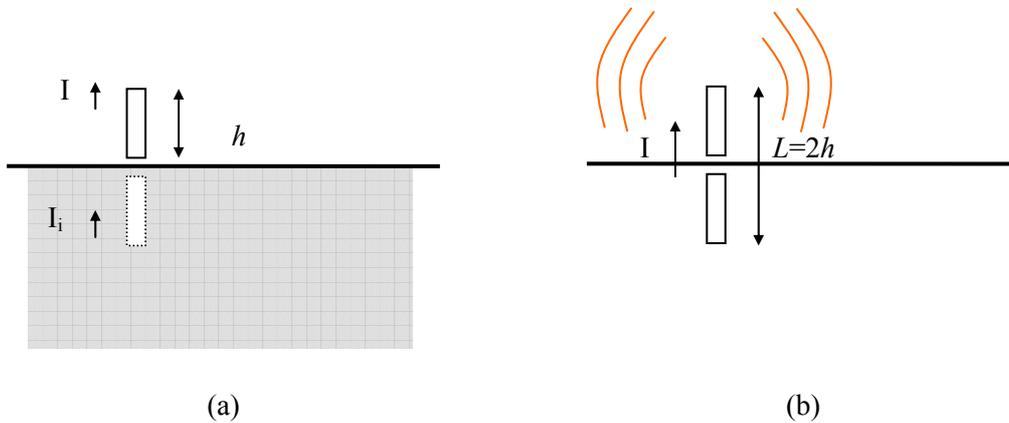


Figura 2-41. (a) Monopolo $\lambda/4$ sobre conductor y (b) antena equivalente.

La antena resultante es un dipolo que radia sólo en la parte superior del plano, por encima del suelo, alimentado con la misma intensidad y al tener un solo brazo la mitad de tensión. La potencia radiada es, por lo tanto, la mitad de la de un dipolo

$$p_t |_{mon} = \frac{1}{2} p_t |_{dip} \quad (2-173)$$

y también tiene una resistencia de radiación que es la mitad de la del dipolo

$$R_a |_{mon} = \frac{1}{2} R_a |_{dip} \quad (2-174)$$

con este resultado se concluye que para obtener el mismo resultado que con el dipolo (por encima del suelo) sólo es necesario entregarla mitad de potencia. La siguiente pregunta que hay que hacerse es si la ganancia directiva se queda igual o no. Si a ambas antenas se le entregase la misma potencia, en el caso del monopolo sobre el suelo el vector de poynting en un punto será el doble que en el caso del dipolo. Por este motivo la primera tiene una intensidad de radiación, $u(\theta, \phi)$, que es el doble de la segunda, $u(\theta, \phi)|_{mon} = 2u(\theta, \phi)|_{dip}$.

En relación a las ganancias directivas, como

$$d(\theta, \phi)|_{dip} = \frac{u(\theta, \phi)|_{dip}}{p_t / 4\pi} \quad (2-175)$$

también tenemos el doble de ganancia directiva $d(\theta, \phi)|_{mon} = 2d(\theta, \phi)|_{dip}$. Es inmediato deducir que la directiva también es el doble $d|_{mon} = 2d|_{dip}$

Se puede ya utilizar estos resultados para estudiar un dipolo corto sobre el suelo

$$R_a|_{dip.corto} = 20\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \Rightarrow R_a|_{mon.corto} = 10\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \quad (2-176)$$

y un monopolo $\lambda/4$,

$$R_a|_{mon\lambda/4} = \frac{1}{2}R_a|_{dip\lambda/2} = \frac{1}{2}(36.5 + j21.25) \quad (2-177)$$

2.15.2 Dipolo horizontal sobre el suelo

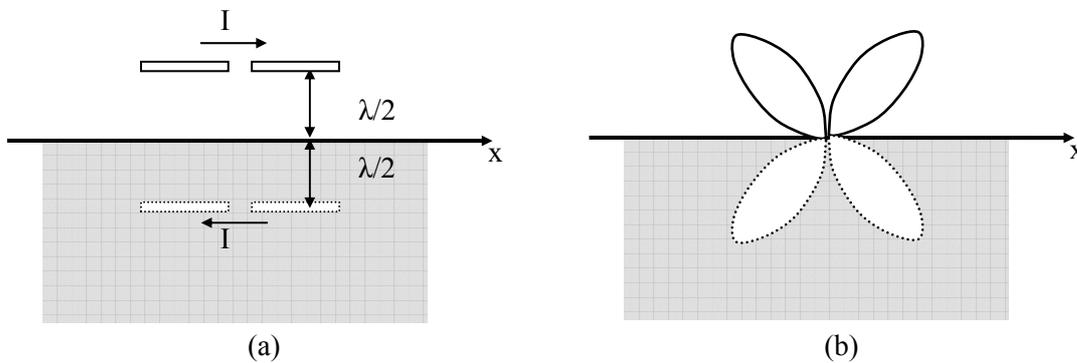
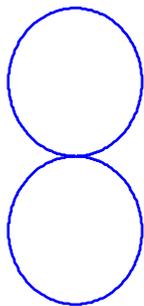


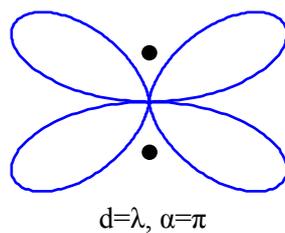
Figura 2-42. (a) dipolo $\lambda/2$ paralelo al conductor y (b) su diagrama de radiación equivalente.

Patrón unitario



Patrón de Grupo

X



=

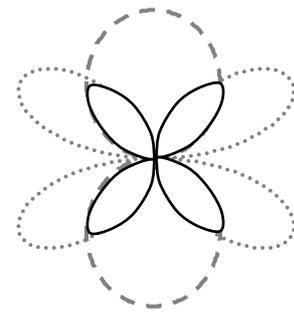


Figura 2-43. Multiplicación de patrones (de campo eléctrico) aplicado a dos dipolos $\lambda/2$ paralelos separados λ y alimentados con un desfase de $\alpha=\pi$.

A modo de ejemplo se calcula el patrón de radiación de un dipolo horizontal sobre el suelo, tal como se muestra en la Figura 2-42.a. Aplicando el método de multiplicación de patrones, resultan unos patrones de radiación unitarios, de grupo y resultante como los de la Figura 2-43. En este caso el cálculo de la impedancia no es inmediato.

2.15.3 Tierra Plana

En el caso en el que se transmita entre dos puntos situados sobre la superficie terrestre, y en una situación en la que la distancia es pequeña y no hay obstáculos, al receptor llega un rayo directo y un rayo reflejado en el suelo, tal como se muestra en la Figura 2-44.

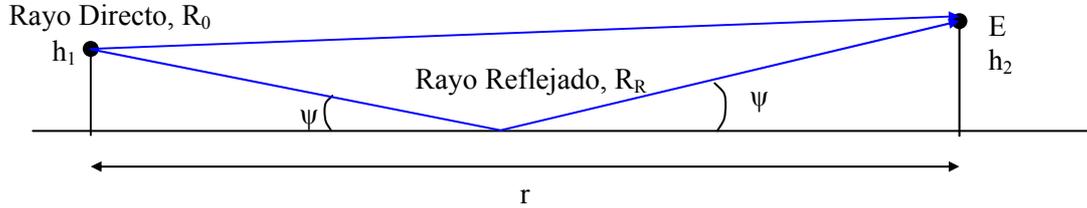


Figura 2-44. Esquema de propagación sobre una superficie plana conductora.

Se asume incidencia rasante, en la que $\psi \approx 0$, y además que el rayo reflejado no sufre atenuación y experimenta un desfase de π . De esta forma el rayo reflejado es igual al directo multiplicado por $R = |R|e^{-j\beta} = -1$. El campo que llega es la suma del rayo directo y reflejado

$$E = E_0 + E_R = E_0 (1 + |R|e^{-j(\beta+\Delta)}) \tag{2-178}$$

Para el caso en el que $|R|=1$

$$\begin{aligned} |E| &= |E_0| \left((1 + \cos(\beta + \Delta))^2 + \text{sen}^2(\beta + \Delta) \right)^{1/2} = \\ &= |E_0| (2 + 2 \cos^2(\beta + \Delta))^{1/2} \end{aligned} \tag{2-179}$$

y si $\beta=\pi$,

$$\begin{aligned} \left| \frac{E}{E_0} \right| &= \sqrt{2 + 2 \cos(\Delta + \beta)} = \sqrt{2(1 - \cos \Delta)} = 2\sqrt{\frac{(1 - \cos \Delta)}{2}} = 2 \sin(\Delta / 2) = \\ &= \left\{ \Delta = \frac{4\pi \cdot h_1 \cdot h_2}{\lambda r} \right\} = 2 \sin \left(\frac{2\pi \cdot h_1 \cdot h_2}{\lambda r} \right) \end{aligned} \tag{2-180}$$

donde el valor del desfase entre rayos debido a la diferencia de recorridos se deduce del siguiente razonamiento. Si denominamos R_1 al rayo directo y R_2 al rayo reflejado, primero se aproxima la diferencia de recorridos,

$$\left. \begin{aligned} \Delta R &= R_2 - R_1 \\ R_1^2 &= d^2 + (h_1 - h_2)^2 \\ R_2^2 &= d^2 + (h_1 + h_2)^2 \end{aligned} \right\} \begin{aligned} R_2^2 - R_1^2 &= 4h_1h_2 \\ R_2^2 - R_1^2 &= (R_2 + R_1)(R_2 - R_1) \\ (R_1 + R_2) &\approx 2d \end{aligned} \right\} \Delta R = (R_2 - R_1) = \frac{4h_1h_2}{2r} \tag{2-181}$$

para luego calcular el equivalente en desfase

$$\Delta = k_0 \Delta R = \frac{2\pi \Delta R}{\lambda} = \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r} \tag{2-182}$$

Si las antenas están bajas, $h_1, h_2 \ll d$

$$\left| \frac{E}{E_0} \right| = 2 \sin \left(\frac{2\pi \cdot h_1 \cdot h_2}{\lambda r} \right) \approx \frac{4\pi \cdot h_1 \cdot h_2}{\lambda r} \tag{2-183}$$

En términos de potencia, como ésta es proporcional al cuadrado del campo recibido,

$$\frac{p_r}{p_{r0}} = \frac{16\pi^2 \cdot h_1^2 \cdot h_2^2}{\lambda^2 r^2} \quad (2-184)$$

2.16 Antenas prácticas

2.16.1 Baluns

Los transmisores de alta frecuencia proporcionan, en general, una salida desbalanceada. Esto es, no se alimenta la antena con una línea bifilar en la que la intensidad de un conductor es menos la intensidad del otro, sino que suele ser tipo coaxial o guía de ondas. Por ello es necesario balancear las intensidades a la hora de alimentar la antena. Un dispositivo que permite hacer esto es el BALUN (BALanced-UNbalanced).

Si se alimentase una antena lineal tipo dipolo con una cable coaxial, se conectaría el núcleo a una varilla y el conductor exterior a la otra, tal como se muestra en la Figura 2-45. En esta figura se han representado las intensidades existentes. Por el núcleo circula I_1 , mientras que la intensidad en el conductor exterior se descompone en dos intensidades opuestas I_2 e I_3 y cuya resultante no es igual a la anterior. Si se analiza el esquema eléctrico equivalente mostrado en la Figura 2-46, se observa que parte de la intensidad en el conductor exterior se deriva a tierra. La que queda se entrega a la antena.

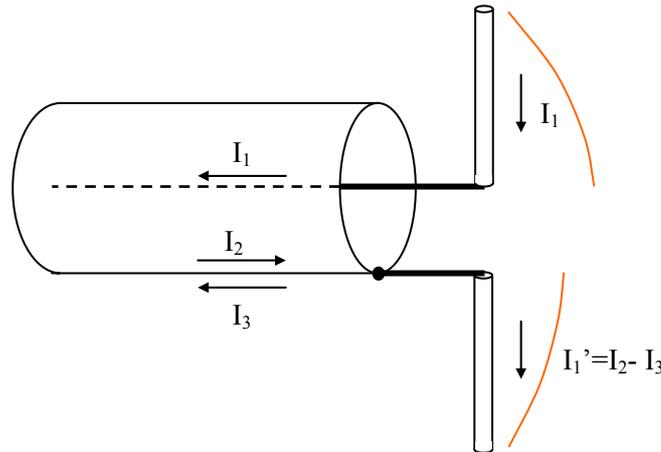


Figura 2-45. Dipolo alimentado con una línea coaxial.

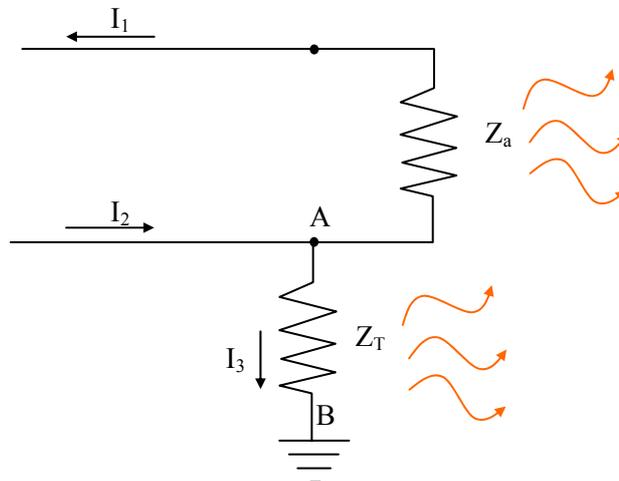


Figura 2-46. Esquema eléctrico equivalente de un dipolo alimentado con una línea coaxial.

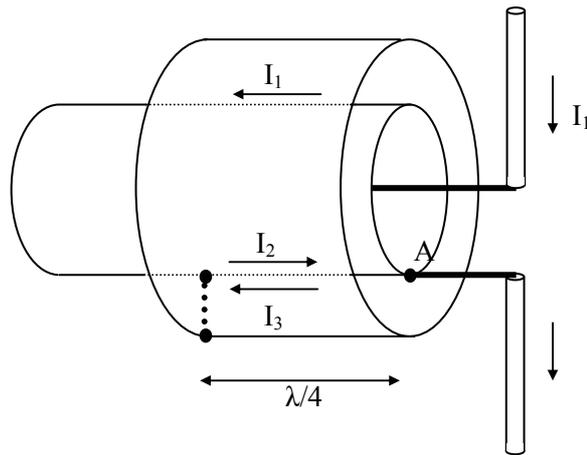


Figura 2-47. Balun para adaptar el cable coaxial al dipolo $\lambda/2$.

Para balancear las intensidades se propone colocar un manguito, una superficie conductora cilíndrica, de longitud $\lambda/4$ que apantalle el extremo de la línea de alimentación en la unión con la antena. El esquema se muestra en la Figura 2-47. El resultado es que la impedancia entre A y B en la Figura 2-46 es infinita y no se deriva intensidad a tierra.

2.16.2 Dipolo doble

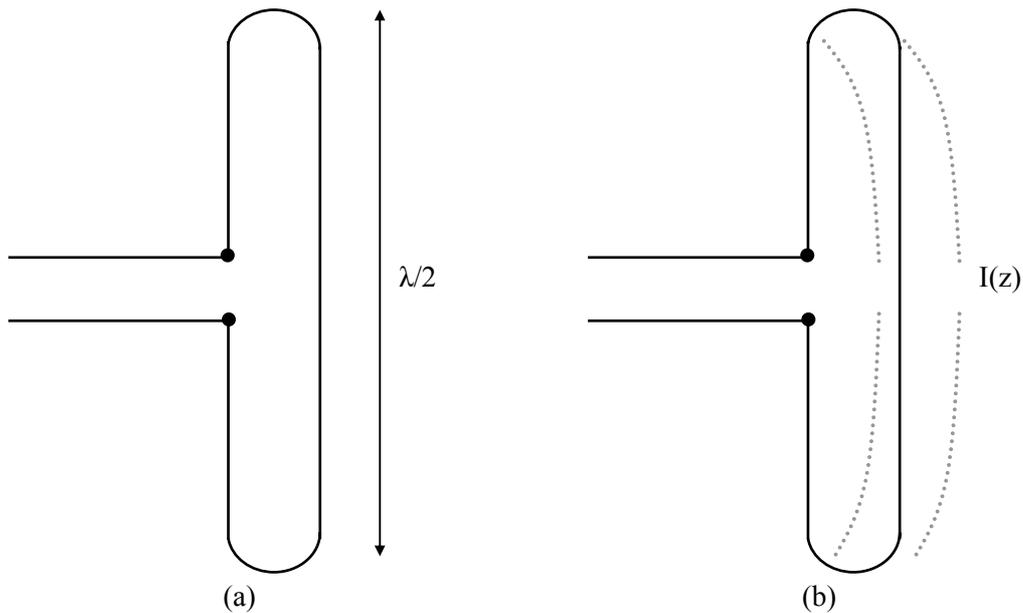


Figura 2-48. (a) Dipolo $\lambda/2$ doble y (b) su distribución de corriente

En la Figura 2-48.a se muestra el esquema de un dipolo doble (folded dipole) y en Figura 1-6.b su distribución de corriente. Se puede observar que tenemos una antena equivalente a dos antenas dipolo $\lambda/2$. El resultado es una antena que se alimenta con la misma I y V que el dipolo simple y que radia el doble de campo, esto es 4 veces más potencia. La resistencia de radiación es cuatro veces la del dipolo simple, 300Ω ,

$$\frac{1}{2} R_a |_{dip.doble} I^2 = p_t |_{dip.doble} = 4 p_t |_{dip} = \frac{1}{2} 4 R_a |_{dip} I^2 \quad (2-185)$$

que es la impedancia característica de una línea bifilar. Por otra parte, la impedancia equivalente muestra un ancho de banda.

El estudio de un dipolo doble es complejo si no se tiene en cuenta todo lo descrito en el Apéndice II (Sección 2.21) en relación a la distribución de intensidades en una línea de transmisión. Para poder ver que realmente el resultado es el mismo que el de dos dipolos superpuestos se puede analizar la intensidad en cada uno de los conductores paralelos. Y estudiar si resulta ser la misma que la de un dipolo $\lambda/2$. Para ello basta analizar una línea bifilar en cc, y calcular su intensidad desde el extremo hasta $\lambda/4$ hacia atrás y de nuevo desde este punto otros $\lambda/4$ hacia el generador.

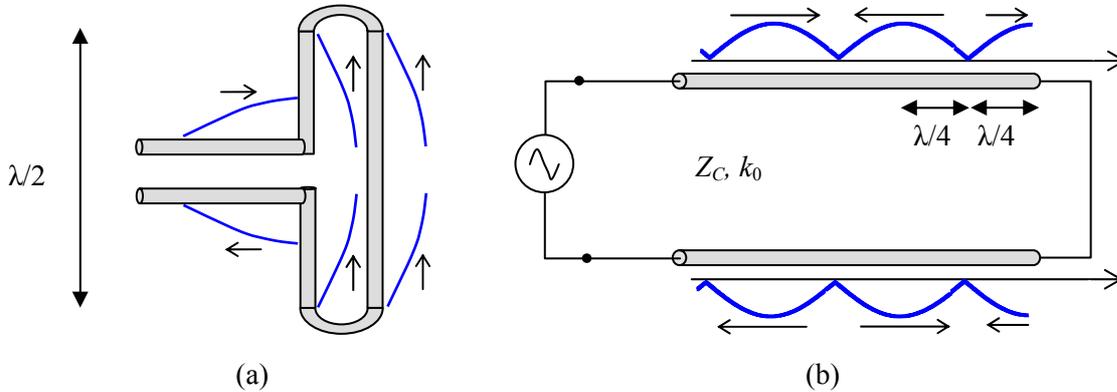


Figura 2-49. (a) Esquema del dipolo doble con la distribución de intensidades y (b) circuito equivalente con línea bifilar en cc.

2.16.3 Antena Yagi-Uda

La antena Yagi-Uda, fue diseñada en Japón hacia 1926 y ampliamente utilizada en todo el mundo años después. Se utiliza en bandas HF, VHF y UHF para aplicaciones de radiodifusión, de televisión, radioenlaces punto a punto y en estaciones de radioaficionados. El diseño recuerda al de una antena end-fire y está basado en un conjunto de elementos apoyados en un soporte y dispuestos paralelamente en el mismo plano, tal como se describe en la Figura 2-51. Uno de ellos es un dipolo $\lambda/2$ sencillo o doble y es el elemento de alimentación. Los demás elementos son pasivos, no están alimentados. El elemento situado detrás, el elemento reflector, es de longitud mayor al de alimentación evita que se radie hacia atrás. Así se consigue un diagrama de radiación como el mostrado en la Figura 2-52. La misión de los elementos situados delante, entre 1 y 20, de longitud menor, es la de dirigir el haz en esa dirección, son lo elementos directores. El diseño es sencillo y barato, se alimenta fácilmente, tiene un peso ligero sin gran resistencia al viento, un ancho de banda relativamente grande y tiene una ganancia relativamente alta en el rango 5-20 dB dependiendo del número de elementos directores.



Figura 2-50. El Dr Hidetsugu Yagi. presenta la antena inventada por el Dr. Shintaro Uda.

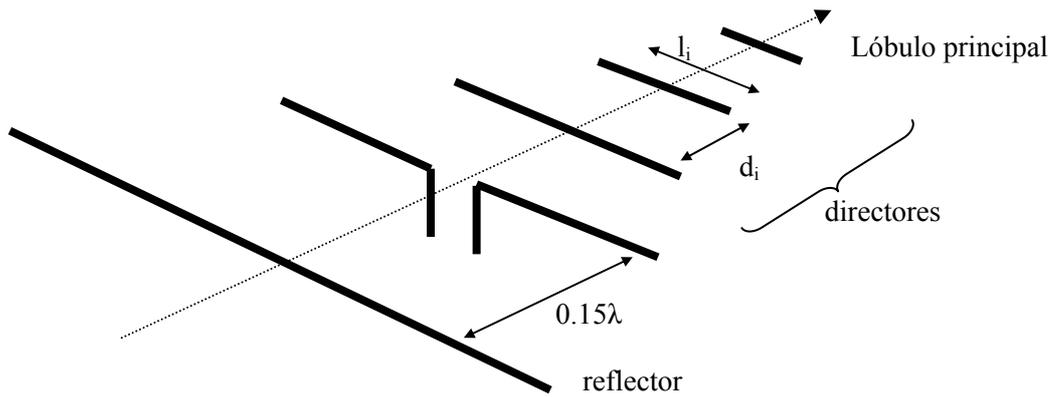


Figura 2-51. Esquema de la antena Yagi-Uda.

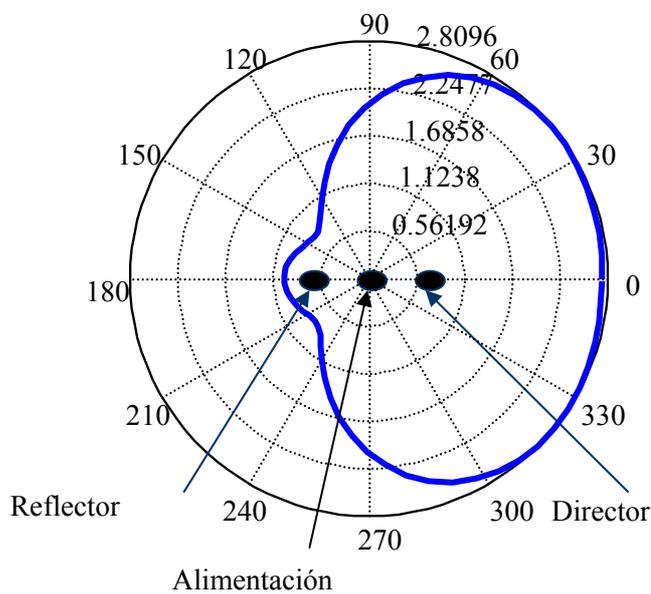


Figura 2-52. Patrón de radiación de una antena Yagi-Uda de 3 elementos.

Atendiendo al uso que se le da a la antena se tienen las características mostradas en la Tabla 2-1.

VHF	FM-Radio	88MHz-108MHz	3 elementos
	TV (Baja)	54MHz-88MHz	3 elementos
	TV (High)	174MHz-216MHz	5-6 elementos
UHF	TV	470MHz-890MHz	10-12 elementos

Tabla 2-1. Elementos de la antena Yagi-Uda en bandas de frecuencia VHF y UHF

Las antenas Yagi-Uda que se emplean en la práctica para la recepción de señales de TV suelen tener un dipolo doble como elemento de alimentación, en vez de elemento reflector suelen contar con planos reflectores, y los elementos directores son algo más complicados, aunque la filosofía de la antena es la misma. Se suelen orientar además con los elementos paralelos al suelo, que se corresponde con una polarización horizontal. Se tomó esta polarización porque la polarización vertical recibía más ruido artificial que la horizontal. Como actualmente se transmite la señal de TV en la banda 470MHz-890MHz, suelen tener más de 6 elementos directores y un menor tamaño de los mismos en comparación con las

antenas Yagi-Uda utilizadas para la antigua recepción en VHF y que todavía se pueden ver en edificios viejos.

2.16.4 Antena periódica-logarítmica

A la hora de diseñar antenas con gran ancho de banda, se concluye que éste está relacionado con las dimensiones y forma de la misma siendo recomendable diseñar antenas cuyas relaciones entre dimensiones sean constantes. La antena periódica-logarítmica responde a esta idea. La antena está formada por un conjunto de antenas lineales rectas cuyas dimensiones y separaciones decrecen manteniéndose una relación de proporcionalidad. El esquema de esta antena se incluye en la Figura 2-53. De forma similar a la antena Yagi-Uda los elementos mayores hacen las veces de reflectores y los menores de directores. Por ello, en la antena de la figura la antena radiaría hacia la izquierda. Para las dimensiones y separaciones definidas en esta figura, se debe de cumplir la siguiente relación:

$$\frac{Y_k}{Y_{k-1}} = \frac{l_k}{l_{k-1}} = \frac{d_k}{d_{k-1}} = \frac{a_k}{a_{k-1}} = \tau \quad (2-186)$$

donde $0.8 < \tau < 0.96$. En la misma figura se muestra que para el funcionamiento óptimo de la antena elementos contiguos tienen que estar alimentados con un desfase igual a π . El ancho de banda viene dado por las longitudes del mayor y menor elemento y la ganancia de la antena suele estar en el orden de los 10 dB.

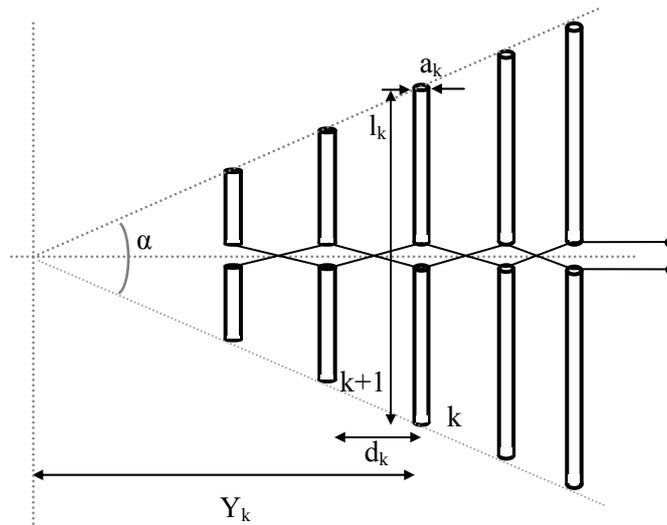


Figura 2-53. Esquema y parámetros de una antena log-periódica.

2.16.5 Antenas de bocina

Una guía de onda se puede transformar en antena si la abrimos por un extremo en forma de embudo. En la Figura 2-54 se muestra esta antena para una guía de ondas rectangular. La ganancia de la antena es mayor mientras mayor sea la bocina. Sin embargo, al incrementar la sección del mismo, el desfase entre campos radiados en puntos extremos del mismo crece. Las dimensiones a y b de esta antena no excederán los valores que hagan este error de fase igual a 0.75π en el plano H y 0.5π en el plano E. Para las dimensiones seleccionadas la directividad de esta antena responde a la siguiente expresión

$$d = 6.4 \frac{a \cdot b}{\lambda^2} \quad (2-187)$$

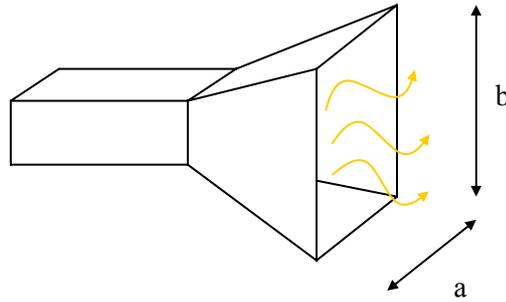


Figura 2-54. Antena de bocina.

2.16.6 Reflector parabólico.

El reflector parabólico o antena parabólica consiste en un alimentador, generalmente una antena de bocina que ilumina una superficie reflectora con una onda radio. El objetivo es radiar una onda plana en una determinada dirección en la que los desfases entre puntos del plano sean nulos. Por ello se utiliza un reflector de tipo parabólico donde el alimentador se sitúa en su foco. De esta forma la distancia recorrida por cualquier rayo que sale del foco tras reflejarse es la misma y el desfase respecto a otro rayo nulo. El esquema se puede observar en la Figura 2-55.

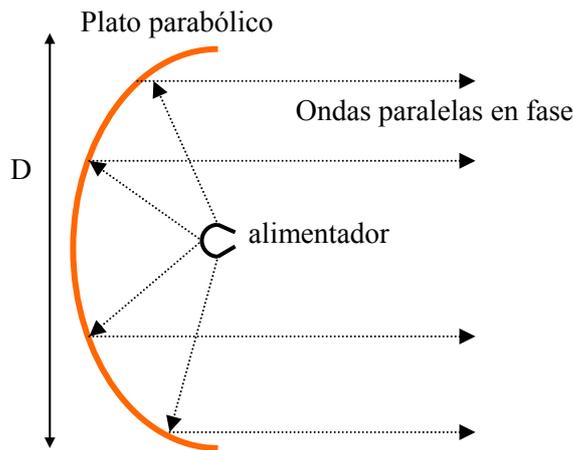


Figura 2-55. Esquema y parámetros de una antena parabólica.

Con este tipo de antenas se consiguen ganancias muy elevadas con patrones de radiación muy directivos. La ganancia de la antena se suele expresar a partir del área de la parábola,

$$A_T = \frac{\pi D^2}{4}, \quad (2-188)$$

de forma que el área efectiva de esta antena es una fracción del área de la sección

$$A_{ef} = \eta_e A_T = \eta_e \frac{\pi D^2}{4} = g \frac{\lambda^2}{4\pi} \Rightarrow g = \eta_e \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (2-189)$$

Si se incluyen además otras pérdidas, la ganancia queda

$$g = \eta_e \eta_A \eta_S \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (2-190)$$

Estas pérdidas son las de desbordamiento (spill-over) que tienen en cuenta la fracción de la potencia radiada por la bocina que alcanza la parábola y otra pérdida, la de abertura, debida a

desfases y polarizaciones no alineadas (polarización cruzada). Por otro lado, el ancho de haz de una antena parabólica se puede obtener a partir de cualquiera de las siguientes expresiones

$$\theta^2 = \eta \frac{4\pi}{g} \text{ rad} \tag{2-191}$$

$$\theta = 70\lambda / D \text{ (}^\circ\text{)} \tag{2-192}$$

2.17 Fórmula de Friis

A la hora de analizar la propagación desde transmisor a receptor se puede calcular primero, para una potencia transmitida, el campo en las inmediaciones de la antena receptora. A partir de este campo se puede entonces calcular la potencia que la antena receptora entrega al receptor. Si se calcula directamente la potencia recibida en función de la potencia transmitida se llega a la fórmula de Friis. Estos cálculos se ha realizado ya a lo largo del capítulo, en este apartado se revisaran para dar, además las expresiones en unidades logarítmicas, más utilizadas en la práctica. Todas las expresiones en este apartado se pueden calcular a partir del esquema y expresiones que aparecen en la Figura 2-56. Se utilizarán minúsculas para denotar parámetros en unidades naturales y mayúsculas cuando vengan dadas en unidades logarítmicas. Los cálculos que se van a realizar se llevan a cabo en el vacío. Esto es importante.

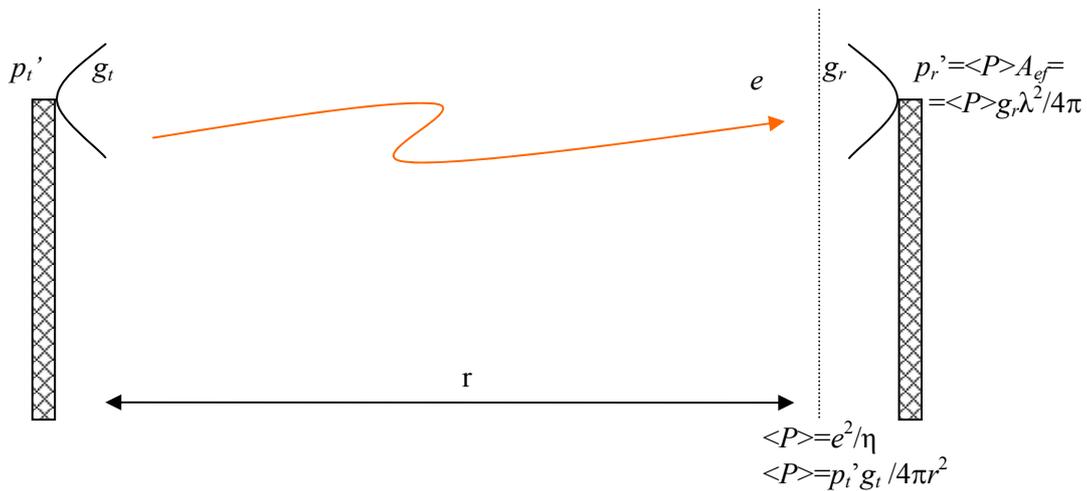


Figura 2-56. Esquema de potencias transmitida y recibida y campo recibido en las inmediaciones de la antena receptora.

2.17.1 Campo eléctrico recibido

En radiodifusión y TV se utiliza a menudo el valor del campo eléctrico en las inmediaciones de la antena receptora en función de la potencia transmitida. Para calcular esta expresión (en el vacío) basta con utilizar la expresión del vector de Poynting en función de la potencia transmitida y en función del campo eléctrico e e igualar

$$\begin{aligned} \langle P \rangle &= \frac{e^2}{\eta} = \frac{e^2}{120\pi} \\ \langle P \rangle &= \frac{p_t'}{4\pi r^2} g_t \tag{2-193} \\ e^2 &= 120\pi \frac{p_t'}{4\pi r^2} g_t = 30 \frac{p_t' g_t}{r^2} = 30 \frac{pire}{r^2} \end{aligned}$$

que en unidades logarítmicas queda

$$\begin{aligned} E(\text{dB}\mu) &= 74.7 + \text{PIRE}(\text{dBW}) - 20 \log r(\text{Km}) \\ E(\text{dB}\mu) &= 104.7 + \text{PIRE}(\text{dBk}) - 20 \log r(\text{Km}) \end{aligned} \quad (2-194)$$

Nótese que este valor de campo está en unidades eficaces. Si se utiliza la *PRA*, como $\text{PIRE}=\text{PRA}+2.15$

$$E(\text{dB}\mu) = 106.85 + \text{PRA}(\text{dBk}) - 20 \log r(\text{Km}) \quad (2-195)$$

Por otra parte, ya se ha comentado anteriormente que potencia y campo al cuadrado son magnitudes proporcionales. En unidades logarítmicas esto se traduce en que para un aumento de *P* dB en la potencia, se tiene el mismo incremento en el campo recibido. En la práctica, para sistemas de difusión, la potencia de transmisión es del orden del kilowatio y es habitual dar curvas con los valores del campo cuando se transmite 1Kw de *PRA*, es decir con una *PRA* de 0 dBk. El campo recibido (con propagación en el vacío) queda

$$E(\text{dB}\mu) = 106.85 - 20 \log r(\text{Km}) \quad (2-196)$$

Si ahora se transmite con una *PRA* cualquiera, en dBk, sólo hay que sumársela al campo.

2.17.2 Potencia recibida en función del campo recibido

La potencia recibida se puede expresar también en función de este campo recibido. Para ello se parte del producto vector de poynting por área efectiva sustituyendo estos parámetros por sus valores en función del campo, aquí en minúsculas por estar expresado en unidades naturales,

$$p_r' = \langle P \rangle \cdot A_{ef} = \frac{e^2}{\eta} \cdot A_{ef} = \frac{e^2}{\eta} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot g_r = \frac{e^2}{120\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot g_r \quad (2-197)$$

que en unidades logarítmicas

$$P_r'(\text{dBm}) = E(\text{dB}\mu) - 20 \log f(\text{MHz}) + G_r - 77.2 \quad (2-198)$$

Nótese que este valor de campo está en unidades eficaces.

2.17.3 Potencia recibida en función de la potencia transmitida

La fórmula de Friis ya se dedujo en el Apartado 2.12.2. En ese apartado se dedujo la expresión para la potencia recibida como el producto del vector de poynting por el área efectiva, sustituyendo estos parámetros por sus valores en función de la potencia transmitida y las ganancias

$$\begin{aligned} p_r' = \langle P \rangle A_{ef}(\theta, \phi) &= \frac{p_t'}{4\pi r^2} g_t(\theta, \phi) A_{efr}(\theta, \phi) \\ &= \frac{p_t'}{4\pi r^2} g_t(\theta, \phi) g_r(\theta, \phi) \frac{\lambda^2}{4\pi} = p_t' g_t(\theta, \phi) \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 g_r(\theta, \phi) \end{aligned} \quad (2-199)$$

En esta expresión al término

$$\begin{aligned} l_{bf} &= \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \\ L_{bf} &= 20 \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) \\ L_{bf} &= 32.45 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log r(\text{Km}) \\ L_{bf} &= 92.45 + 20 \log f(\text{GHz}) + 20 \log r(\text{Km}) \end{aligned} \quad (2-200)$$

se le denomina pérdida básica de propagación y es la pérdida que existe en el vacío. Obviando los parámetros de orientación de las antenas se suele escribir la fórmula de Friis en unidades logarítmicas como

$$P_r' = P_t' + G_t - L_{bf} + G_r \quad (2-201)$$

Las pérdidas consideradas son en el vacío. Si hubiese pérdidas adicionales del medio, L_{ex} , se añadirían a L_{bf} .

$$L_b = L_{bf} + L_{ex} \quad (2-202)$$

Por ejemplo, si se considera el caso de tierra plana con reflexión en un conductor perfecto y para altura de antenas pequeñas comparadas con la distancia, se llega a que la potencia que llega respecto al vacío es la dada en (2-184), de forma que las pérdidas en exceso es el inverso de esta expresión:

$$l_{ex} = \left(\frac{\lambda d}{4\pi \cdot h_t \cdot h_r} \right)^2 \quad (2-203)$$

Y las pérdidas totales quedan

$$\begin{aligned} L_b &= L_{bf} + L_{ex} = \\ &= 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 + 10 \log \left(\frac{\lambda d}{4\pi \cdot h_t \cdot h_r} \right)^2 = 40 \log(d) - 20 \log(h_t \cdot h_r), \end{aligned} \quad (2-204)$$

que no depende de la frecuencia.

Por otro lado las potencias transmitidas y recibidas que se están considerando son las que alimentan y entregan las antenas. Si se conectase la antena transmisora utilizando una línea de alimentación (también denominado circuito de acoplo) con pérdidas L_{tt} y la antena receptora con un cable de pérdidas L_{tr} habría que actualizar convenientemente la fórmula de Friis:

$$P_{dr} = P_{et} - L_{tt} + G_t - L_b - L_{tr} + G_r \quad (2-205)$$

donde se ha utilizado la notación en la pág 80 de [4] representada en la Figura 2-57, cambiándola eso sí la notación para la ganancia y directividad de las antenas.

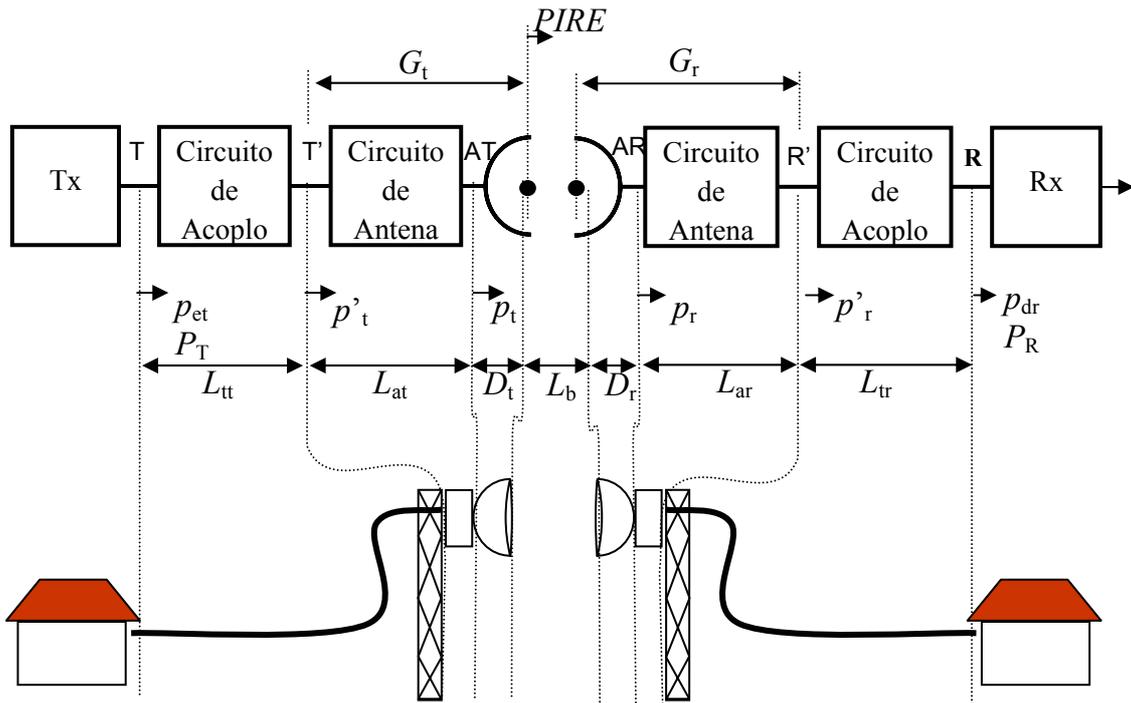


Figura 2-57. Esquema con las pérdidas y ganancias desde el transmisor al receptor.

2.17.4 Ecuación radar

A modo de ejemplo de utilización de los conceptos introducidos en el cálculo de la fórmula de Friis, en este capítulo se propone deducir la ecuación radar. En radar, ver Figura 2-58, se radia una señal que se refleja en el objetivo y se recoge en la misma antena.

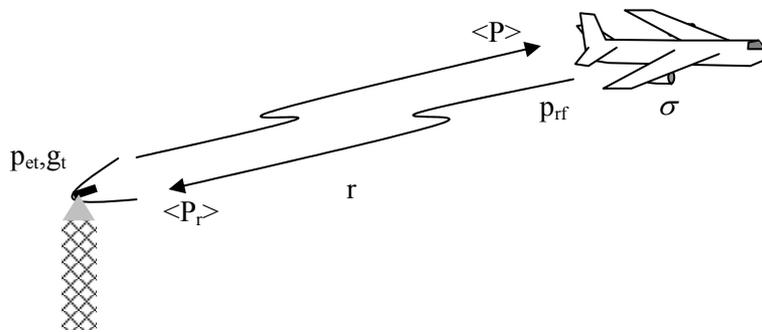


Figura 2-58. Sistema radar.

En el sistema radar la señal se transmite desde la antena a un blanco. La densidad de potencia recibida por el blanco es

$$\langle P \rangle = \frac{p_{et}}{4\pi r^2} g_t \tag{2-206}$$

una fracción de esta densidad de potencia se refleja. Esta fracción es la sección radar del blanco, denotada aquí por σ (m²). La potencia reflejada es

$$p_{rf} = \frac{p_{et}}{4\pi r^2} g_t \sigma \tag{2-207}$$

De forma que la densidad de potencia que se recibe en la antena tras la reflexión es esta potencia dividida por la pérdida debida a recorrer la distancia r de vuelta,

$$\langle P_r \rangle = p_{rf} \frac{1}{4\pi r^2} = \frac{p_{et}}{4\pi r^2} g_t \sigma \frac{1}{4\pi r^2} \quad (2-208)$$

Finalmente la potencia recibida es esta densidad de potencia multiplicada por el área efectiva

$$p_{dr} = \langle P \rangle_{rx} \cdot A_{ef} = \frac{p_{et}}{4\pi r^2} g_t \sigma \frac{1}{4\pi r^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} g_t = p_{et} g_t^2 \sigma \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} \quad (2-209)$$

La sección radar de un conductor esférico tiene la siguientes expresión,

$$\sigma_{esfera} = \pi r^2, \quad r : \text{radio.} \quad (2-210)$$

Para un conductor perfecto plano rectangular de medidas $a \times b$ con ángulo de incidencia β -medido desde la ortogonal- la sección rádar en la dirección de salida es

$$\sigma_{plano} = (ab \cos(\beta))^2 \frac{4\pi}{\lambda^2}, \quad \beta : \text{ángulo de llegada.} \quad (2-211)$$

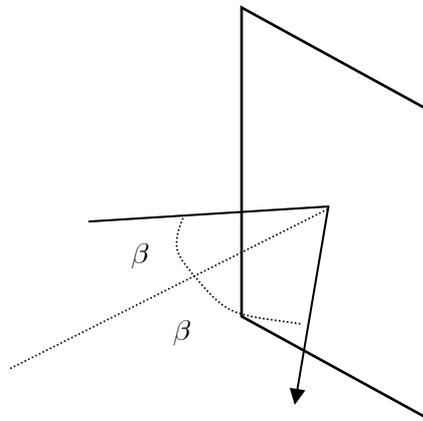


Figura 2-59. Sección rádar de un plano conductor

2.18 Apéndice I. Potencial vector generado por una corriente en z.

La ecuación de ondas es la solución de las ecuaciones de Maxwell. En el cálculo de antenas se parte de un elemento de corriente o dipolo eléctrico elemental alineado en el eje z . En estas condiciones se asumió que el potencial vector estaba también en esa dirección. Aquí se demuestra brevemente. Dada la ecuación

$$\nabla^2 \vec{A} + k_0^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J}, \quad (2-212)$$

se puede desarrollar el operador $\nabla^2(\cdot)$ sobre el vector \vec{A} separando las coordenadas. Para cualquier vector \vec{A} el operador queda

$$\nabla^2 \vec{A} = \nabla^2 A_x \cdot \hat{x} + \nabla^2 A_y \cdot \hat{y} + \nabla^2 A_z \cdot \hat{z}. \quad (2-213)$$

En el caso de la ecuación de ondas esto permite escribirla como un conjunto de tres ecuaciones, las denominadas ecuaciones de Poisson vectoriales,

$$\nabla^2 A_x + k_0^2 A_x = -\mu_0 J_x \quad (2-214)$$

$$\nabla^2 A_y + k_0^2 A_y = -\mu_0 J_y \quad (2-215)$$

$$\nabla^2 A_z + k_0^2 A_z = -\mu_0 J_z \quad (2-216)$$

Como estas ecuaciones tienen una única solución, la solución de las ecuaciones de Maxwell, si $J_x = J_y = 0$ entonces una solución con $A_x = A_y = 0$ y una A_z que cumpla la ecuación (2-216). De forma que

$$\vec{A} = A_z \hat{z}. \quad (2-217)$$

Y la ecuación de ondas o ecuación de Helmholtz queda

$$\nabla^2 A_z + k_0^2 A_z = -\mu_0 J_z. \quad (2-218)$$

2.19 Apéndice II. Teorema de reciprocidad.

En este apartado se incluyen unas notas sobre la demostración de la igualdad entre transimpedancias, $Z_{12} = Z_{21}$. Para ello hay que partir del teorema de reciprocidad o Lorentz. Este teorema relaciona los campos eléctrico y magnético generados por dos cuerpos radiantes denotados por a y b.

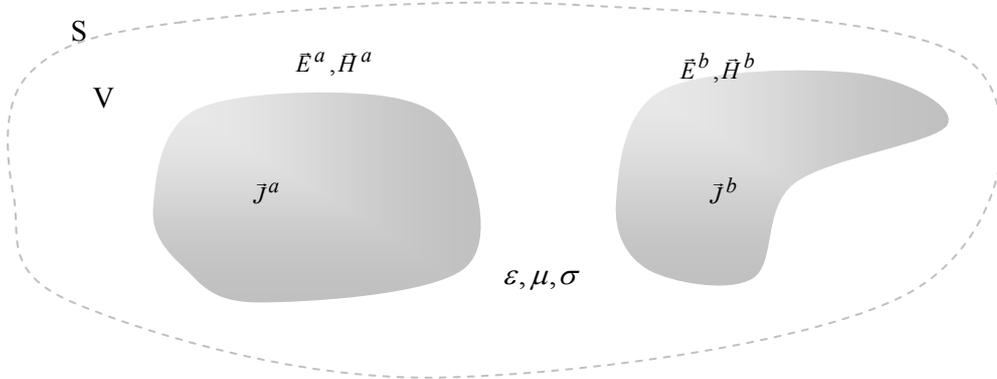


Figura 2-60. Campos creados por dos cuerpos recorridos por densidades de corrientes J_a, J_b .

Se encierran ambos cuerpos con una superficie, tal como se muestra en la Figura 2-60. Dentro de la cual se cumple que

$$\oint_S (\vec{E}^b \times \vec{H}^a - \vec{E}^a \times \vec{H}^b) \cdot d\vec{S} = \int_V \vec{E}^a \cdot \vec{J}^b - \vec{E}^b \cdot \vec{J}^a dV \quad (2-219)$$

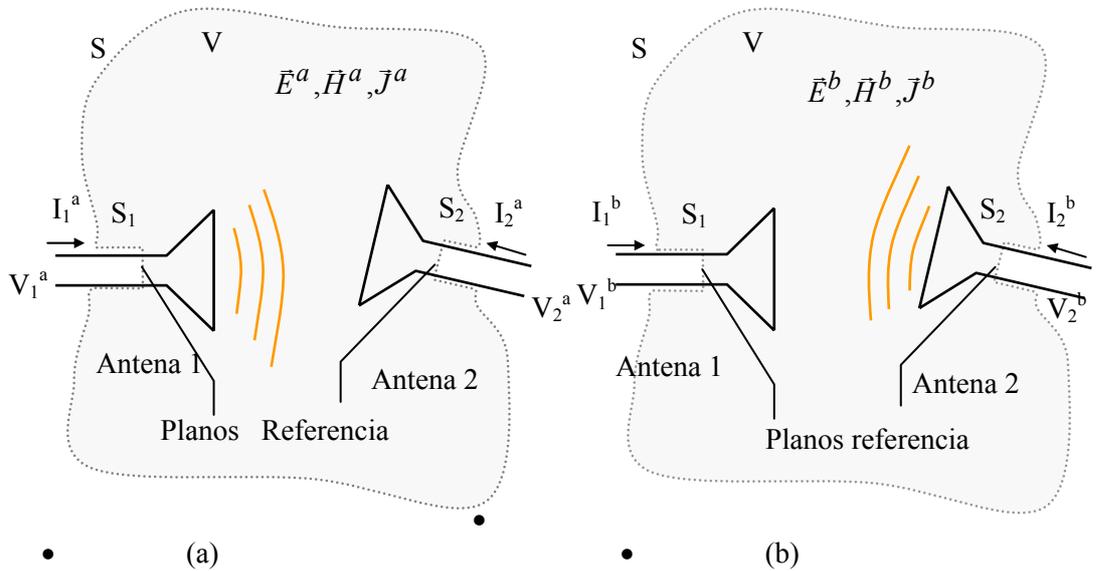


Figura 2-61. Par de antenas encerradas en un volumen cuando (a) una transmite y la otra recibe y (b) viceversa.

A continuación se aplica este teorema al conjunto transmisor-receptor, esquematizado en la Figura 2-61.a y Figura 2-61.b. Cuando se alimenta la antena 1, se generan campos, tensiones e intensidades denotadas por a, mientras que en el caso en el que se alimenta la Antena 2 se denotarán por b. Los planos de referencia se seleccionan de tal forma que excluyen a los transmisores donde se encuentran las fuentes de corriente. El teorema de reciprocidad queda

$$\oint_S (\vec{E}^b \times \vec{H}^a - \vec{E}^a \times \vec{H}^b) \cdot d\vec{S} = \int_V \vec{E}^a \cdot \vec{J}^b - \vec{E}^b \cdot \vec{J}^a dV = 0 \quad (2-220)$$

resultando nula porque el volumen no encierra ninguna fuente de corriente J . Suponemos que la integral a lo largo de la superficie se reduce a la integral en los planos de referencia

$$\oint_{S1+S2} (\vec{E}^b \times \vec{H}^a - \vec{E}^a \times \vec{H}^b) \cdot d\vec{S} = \oint_{RP1+RP2} (\vec{E}^b \times \vec{H}^a - \vec{E}^a \times \vec{H}^b) \cdot d\vec{S} = 0 \quad (2-221)$$

En las líneas de alimentación supongo que hay aislamiento perfecto hacia el volumen. De esta forma la integral de superficie en S1 y S2 se reduce a la integral en los planos de referencia RP1 y RP2. Suponiendo que el plano de referencia está suficientemente alejado para dar los modos evanescentes (alto orden) por despreciables, tenemos campos transversales en las líneas de alimentación, de forma que el producto vectorial de \vec{E} y \vec{H} es paralelo a $\langle \vec{P} \rangle$ y la integral de superficie de $E \cdot H$ me proporciona el producto $V \cdot I$.

$$\begin{aligned} \oint_{RP1+RP2} (\vec{E}^b \times \vec{H}^a - \vec{E}^a \times \vec{H}^b) \cdot d\vec{S} &= \oint_{RP1} (E^b H^a - E^a H^b) \cdot dS + \oint_{RP2} (E^b H^a - E^a H^b) \cdot d\vec{S} = \\ V_1^b I_1^a - V_1^a I_1^b + V_2^b I_2^a - V_2^a I_2^b &= 0 \end{aligned} \quad (2-222)$$

Finalmente

$$V_1^b I_1^a + V_2^b I_2^a = V_1^a I_1^b + V_2^a I_2^b \quad (2-223)$$

Por otro lado para una red de dos puertas

$$\begin{aligned} V_1 &= I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ V_2 &= I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \end{aligned} \quad (2-224)$$

Si particularizamos estos valores para a, b y $1, 2$ y los sustituimos en la expresión anterior llegamos a que $Z_{12} = Z_{21}$.

2.20 Apéndice III. Método aproximado para el cálculo de la impedancia de radiación de un dipolo eléctrico.

El método que se propone se basa en estudiar la impedancia de una antena bicónica para luego extrapolar el resultado a un dipolo. En particular se estudiará el caso en el que la longitud del dipolo sea $\lambda/2$, aunque la metodología es fácilmente extrapolable a otra longitud. La impedancia de una antena bicónica ideal en cualquiera de sus puntos se calcula de forma sencilla, pues es constante a lo largo de la antena. La antena bicónica consiste en un dipolo en el que los brazos son conos alineados en el eje z y con vértices la fuente de alimentación, el centro. La base de los conos se sitúa idealmente en el infinito, por arriba y por abajo. Esta antena se muestra en la Figura 2-62. Para esta antena, la impedancia en cualquier punto r es constante e igual a

$$Z_0 = \frac{V}{I} = \frac{cte}{\sqrt{v_r}} = 120 \ln \cot \frac{\theta_1}{2} = \{\theta_1 \ll 1\} = 120 \ln \frac{2r}{a} \quad (2-225)$$

donde de proporciona su valor aproximado cuando el ángulo de apertura del cono es pequeño. Para esta antena, el factor de calidad está relacionado con la impedancia característica a través de la siguiente expresión,

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{\omega_r Z_0}{Rv} = \frac{2\pi Z_0}{\lambda_r R} \quad (2-226)$$

donde

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2-227)$$

la velocidad de propagación

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-228)$$

y L , C , R son valores por unidad de longitud. En el caso de que se analice una longitud $l = \lambda_r/2$, la distancia del centro a los extremos, en circuito abierto, es $\lambda_r/4$ y la impedancia de entrada que se ve, para esta línea de transmisión es

$$R_{in} = \frac{R \cdot l/2}{2} = \frac{R\lambda_r}{8} \quad (2-229)$$

Particularizando el factor de calidad para los valores correspondientes a esta longitud

$$\frac{\omega_r L_a}{R_a} = \left\{ \frac{\times 1/l}{\times 1/l} \right\} = \frac{2\pi Z_0}{\lambda_r R} \quad (2-230)$$

donde

$$R_{in} = R_a = \frac{R\lambda_r}{8} \Rightarrow R = \frac{8R_a}{\lambda_r} \quad (2-231)$$

y sustituyendo

$$\frac{\omega_r L_a}{R_a} = \frac{2\pi Z_0}{8R_a} \Rightarrow \omega_r L_a = \frac{\pi Z_0}{4} = \frac{1}{\omega_r C_a} \quad (2-232)$$

con lo que es posible obtener los valores L_a , C_a y R_a . Ahora bien, el valor de la impedancia característica sería el valor correspondiente a una antena de varillas cilíndricas. El valor que se propone es el valor promedio, dado por

$$Z_0 = 120 \left(\ln \frac{l}{a} - 1 \right) \quad (2-233).$$

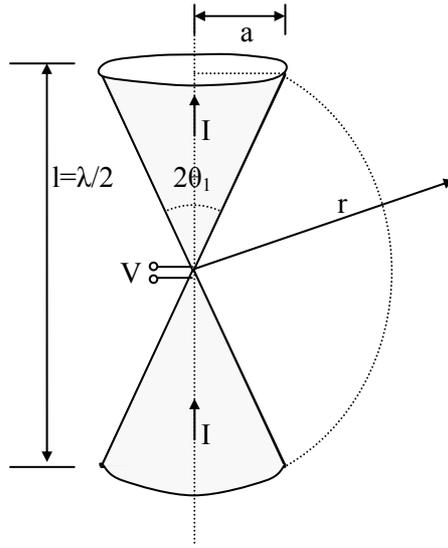


Figura 2-62. Propagación del campo eléctrico: componente en fase y en cuadratura.

2.21 Apéndice IV. Líneas de transmisión.

Línea de transmisión sin pérdidas

En la Figura 2-63 se muestra el esquema de una línea de transmisión de longitud l conectada a una carga Z_L . Cuando se enciende el generador la intensidad avanza hacia la carga. Pero cuando llega a ésta, si hay desadaptación parte de la señal se refleja hacia el generador. Las ecuaciones que describen la intensidad y la tensión a lo largo de la línea se calculan a partir del modelo de línea de transmisión para un longitud infinitesimal en función de los valores R, G, L, C que son respectivamente la resistencia serie, la conductancia paralelo, la inductancia serie y la capacitancia paralelo de la línea por unidad de longitud. La tensión resultante en este modelo en régimen permanente tiene la forma [5],

$$V(z) = V^+e^{-j\alpha z} + V^-e^{j\alpha z} \quad (2-234)$$

Si R y G son despreciables tenemos una línea sin pérdidas. En estas condiciones y en régimen permanente las señales de tensión e intensidad obedecen a las siguientes expresiones

$$V(z) = V^+e^{-j\beta z} + V^-e^{j\beta z} \quad (2-235)$$

$$I(z) = V^+ / Z_C e^{-j\beta z} - V^- / Z_C e^{j\beta z} = I^+ e^{-j\beta z} - I^- e^{j\beta z} \quad (2-236)$$

donde el parámetro $\beta = \omega\sqrt{LC}$ que es también $\beta = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = \omega/c = k_0$ para líneas (modos TEM) rellenas de (o separadas por) aire, c es la velocidad de la luz y Z_C es la impedancia característica de la línea $Z_C = \sqrt{L/C}$ que en general depende de los materiales, morfología y dimensiones de la misma. Nótese que según esto tanto \sqrt{LC} como $\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ tienen dimensiones de s/m.

Para $z=0$ se tiene que $V_L = V(0) = V^+ + V^-$ y $I_L = I(0) = I^+ - I^-$. Como se tiene que cumplir que $V_L = I_L Z_L$ el coeficiente de reflexión queda

$$\Gamma_L = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (2-237)$$

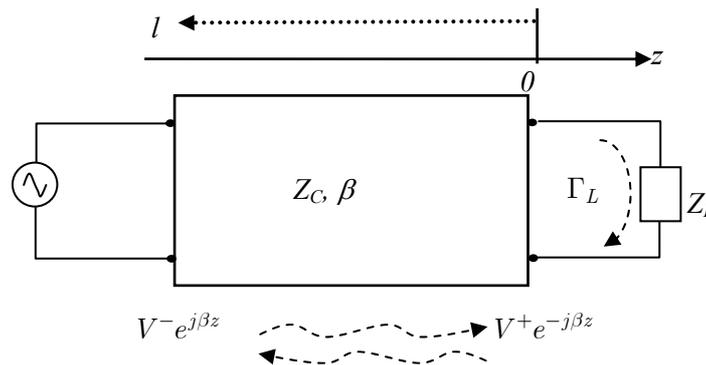


Figura 2-63. Línea de transmisión sin pérdidas.

Si hay adaptación, $Z_L = Z_C$, el coeficiente de reflexión se anula y $V^- = 0$. En el caso general $Z_L \neq Z_C$ tenemos una onda estacionaria parcial en la línea con variaciones de tensión e intensidad a lo largo de la línea. El valor máximo de tensión será $|V^+| + |V^-|$ y el menor $|V^+| - |V^-|$. La relación entre ambos valores es la relación de onda estacionaria (ROE) para tensión (ROET, en inglés VSWR),

$$VSWR = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (2-238)$$

Otros casos particulares de interés en el diseño de antenas a partir de líneas de transmisión son el caso de circuito abierto (ca) y cerrado (cc) en vez de terminar en una carga. En el caso de circuito abierto el coeficiente de reflexión es $\Gamma_L = 1$ y $V^+ = V^-$ ó $I^+ = -I^-$. En este caso tenemos una onda estacionaria para la intensidad con valor absoluto mínimo igual a cero y máximo el mayor valor posible para la intensidad

$$I(z) = (V^+e^{-jk_0z} - V^-e^{jk_0z}) / Z_C = I^+e^{-jk_0z} - I^-e^{jk_0z} \quad (2-239)$$

$$I(z) = I^+(e^{-jk_0z} - e^{jk_0z}) = -2I^+ \sin(k_0z) = I_0 \sin(-k_0z)$$

El primer nulo de intensidad está en $z = 0$ y los siguientes están en $z = -n \cdot \lambda / 2$, $n = 1, 2, 3, \dots$. Los máximos de intensidad están en $z = -(2n + 1) \cdot \lambda / 4$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Este resultado es fundamental para diseñar un dipolo.

En el caso de circuito cerrado $\Gamma_L = -1$ y $V^+ = -V^-$ ó $I^+ = I^-$. La intensidad es máxima donde antes teníamos nulos y mínima (nula) donde antes teníamos máximos.

Línea de transmisión sencilla no balanceada

Se plantea a modo de ejemplo, y para introducir el siguiente apartado, analizar una línea de transmisión que sea un sencillo cable conectado a un generador, tal como se muestra en la Figura 2-64. Como hay adaptación no hay onda reflejada y la intensidad es sencillamente

$$I(z) = V^+e^{-jk_0z} / Z_C = I^+e^{-jk_0z} = I_0e^{-jk_0z} \quad (2-240)$$

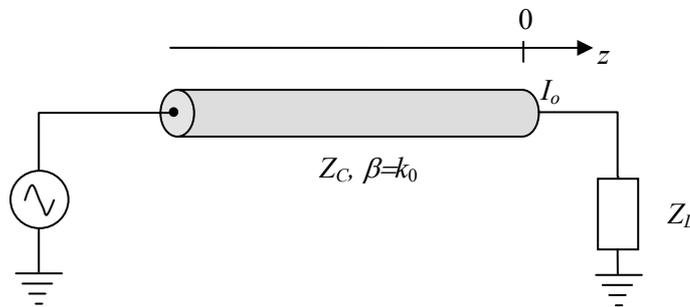


Figura 2-64. Un cable como línea de transmisión.

Y si terminásemos en circuito abierto y tal como se ha descrito anteriormente la intensidad quedaría $I(z) = I_0 \sin(-k_0z)$. En circuito cerrado sería $I(z) = I_0 \cos(-k_0z)$.

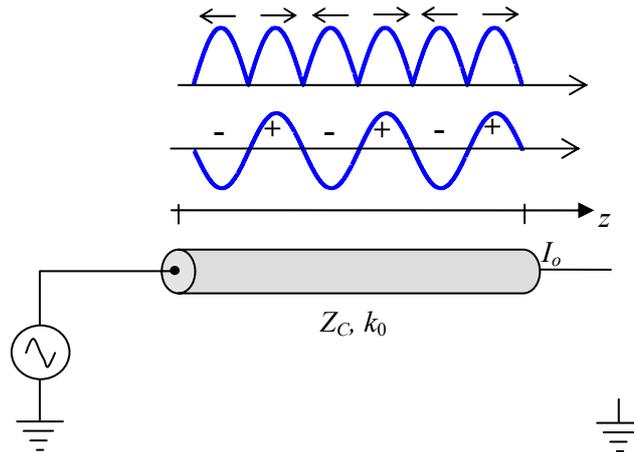


Figura 2-65. Sentido de la intensidad en circuito abierto.

A la hora de establecer el sentido de la intensidad, punto de relevante interés en el cálculo de antenas, se podría utilizar el concepto básico de flujo de electrones y concluir que la intensidad va del generador a la carga. Sin embargo sabemos que este razonamiento, válido para alimentaciones continuas, no tiene sentido cuando alimentamos el circuito con una señal sinusoidal. A veces irá para en un sentido y otras en el opuesto. Dependiendo del ciclo del generador. Pero como para calcular antenas el sentido es fundamental conviene al menos relacionar el sentido de la intensidad respecto a otros. Este sentido no es más que el desfase de un punto respecto a otro. Por ejemplo, si definimos como positiva la corriente en $z=0$ entonces yo sé que $\lambda/2$ hacia atrás la intensidad tendrá sentido contrario. En la Figura 2-65 se representa la situación de ca, la señal de intensidad en un instante dado y la representación típica de señal estacionaria [6]. Para esta última se han incluido los sentidos de la intensidad tal como se usan en el diseño de antenas.

Línea bifilar en ca: dipolos

En el cálculo de dipolos hace falta conocer no sólo la distribución de corriente, que se dio en (2-239), sino también los sentidos de las intensidades. Los dipolos están diseñados a partir de líneas bifilares en ca. En esta situación tenemos que en vez de estar a tierra el retorno se hace a través de una línea. El resultado es equivalente a un par de líneas en paralelo iguales a las de la Figura 2-65 pero con alimentación opuesta. Lo que hace que haya un desfase de π entre ambos brazos. Se puede concluir fácilmente que la distribución de intensidad, incluyendo sentidos es tal como se describe en la figura Figura 2-65.

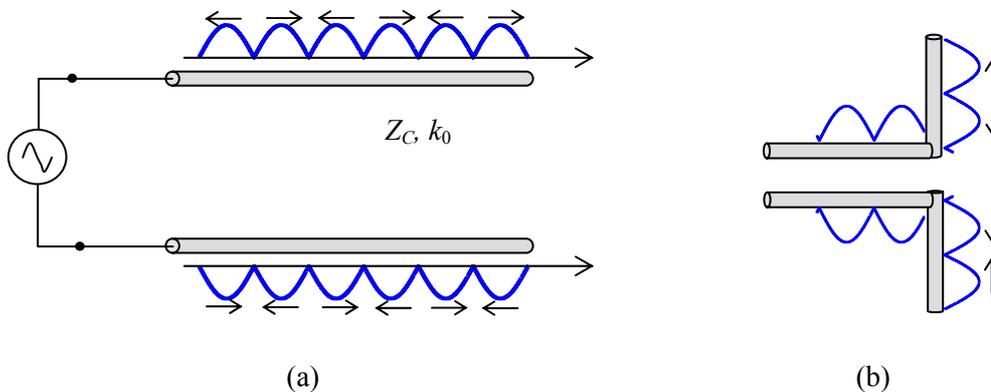


Figura 2-66. Línea bifilar: (a) esquema con la distribución de intensidades y abierta en los extremos a modo de dipolo.

Se puede observar que si el dipolo tiene longitud $\lambda/2$ las intensidades quedan alineadas.

2.22 Referencias

- [1] M. Rodríguez Danta, A. González Fernández, C. Bellver Cebreros, Campos electromagnéticos. Publicaciones de la Universidad de Sevilla.
- [2] Jordan, E.C.; Balmain, K.G. Electromagnetics Waves and Radiating Systems. Prentice-Hall, 1968
- [3] A. Cardama Aznar, L. Cofre Roca, J. M. Rius Casals, J. Romeu Robert, S. Blanch Boris, Miguel Ferrando Bataller. Antenas. Edicions Universitat Politècnica de Catalunya.
- [4] J. M. Hernando Rábanos. Transmisión por radio. Editorial Centro de estudios Ramón Areces S.A.
- [5] R.E. Collin. Antenas and radiowave propagation. McGraw-Hill internacional editions. Electrical engineering series.
- [6] C.A. Balanis . Antenna theory: analysis and design. Third edition. John Wiley. 2005.
- [7] J.D. Krauss, R.J. Marhefka. Antennas for all applications. Third Edition. McGraw Hill. 2002.
- [8] S. Drabowitch, A. Papiernik, H.D. Griffiths, J. Encinas, B.L. Smith. Modern Antennas. Second Edition. Springer. 2005.

2.23 Cuestiones

Cuestión 1

Demuestre que el paso de tensión a potencia, si se trabaja con impedancias de $R \Omega$, es P (dBm) = $V(\text{dB}\mu) - 10 \log R - 90$. Particularícelo para $R = 50 \Omega$.

Cuestión 2

Dado que el diagrama de radiación de una antena en transmisión es igual que en recepción, si los lóbulos principales están alineados ¿la comunicación se realiza adecuadamente? Sugerencia: ponga un dipolo transmisor $\lambda/2$ paralelo al eje z. Ponga el receptor situado a una determinada distancia en el eje y y orientado paralelo al eje x. Dibuje los diagramas de radiación. ¿Hay transmisión-recepción?

Cuestión 3

Explique si es posible que una antena tenga una ganancia directiva mayor de uno en todas las direcciones.

Cuestión 4

¿En que unidades estará dada la PIRE? ¿En dB? ¿En dBi? ¿En dB μ ?

Cuestión 5

Supongamos que tenemos dos antenas diferentes en los extremos de un radioenlace. Ahora alimentamos un extremo con una potencia p_t y recibimos una potencia p_r' . Si ahora alimentamos el otro extremo con la misma potencia, ¿obtendremos una potencia recibida p_r'' , igual a la del caso anterior?. Esto es. ¿es $p_r' = p_r''$? ¿Influye el que haya adaptación de líneas de transmisión a las antenas? Puede probar a utilizar los modelos eléctricos del transmisor y del receptor dados en clase.

Cuestión 6: El amplificador pasivo

Supongamos una antena parabólica de 30 dB de ganancia enfrentada a una antena receptora de igual ganancia. La distancia que los separa es de 5 metros y la frecuencia de trabajo 1GHz. Calcule las ganancias o pérdidas del enlace, p_r/p_t , y obtenga sus propias conclusiones. ¿Le llama algo la atención? Recuerde que el esquema Antena Tx + Canal + Antena Rx es totalmente pasivo.

Cuestión 7

Obtenga el diagrama de radiación (sólo la forma) en el plano xy de 4 dipolos $\lambda/2$ alineados con el eje z y situados en las coordenadas cartesianas $(\lambda/4, \lambda/4, 0)$, $(\lambda/4, -\lambda/4, 0)$, $(-\lambda/4, \lambda/4, 0)$, $(-\lambda/4, -\lambda/4, 0)$, esto es, en las esquinas de un cuadrado.

Cuestión 8

Calcule el diagrama de radiación, por el método de multiplicación de patrones, en el plano yz de 2 dipolos $\lambda/2$ alineados con el eje z y situados en las coordenadas cartesianas $(0, 0, -\lambda/4)$ y $(0, 0, \lambda/4)$.

Cuestión 9

Demuestre que para una antena sobre conductor perfecto la directividad se duplica.

Cuestión 10

La impedancia de una antena, ¿Puede ser compleja? ¿No es siempre real e igual a R_a ?

Cuestión 11

Cómo se modela, eléctricamente, el hecho de que una antena transmite sólo en una determinada banda de frecuencia y tiene máxima transferencia de la misma para una frecuencia de resonancia fr.

Cuestión 12

Si en un radioenlace tenemos en cuenta el efecto de reflexión en el suelo, ¿puede darse el caso de potencia recibida nula para alguna distancia? ¿Y para alguna altura?

Cuestión 13

Para frecuencias elevadas no se suele utilizar una antena Yagi-Uda ni logarítmica. ¿Intuye el porqué? Sugerencia: calcule, para la antena Yagi-Uda mostrada en clase, cuánto vale la distancia entre el “driven element” y el elemento reflector para una frecuencia de 3 GHz.

Capítulo 3. Subsistemas de Radio

El objetivo de este tema es introducir algunos conceptos básicos sobre los elementos que componen un transmisor y un receptor. Se revisarán algunos circuitos pasivos, se entiende que el lector está familiarizado con los circuitos RLC serie y paralelo, para luego describir en profundidad los amplificadores, osciladores, mezcladores y moduladores. El objetivo fundamental de este apartado es doble. Por un lado conocer las características principales de estos bloques y por otro describir en profundidad el fenómeno de la distorsión e intermodulación debido a no linealidades.

3.1 Circuitos Básicos

3.1.1 Adaptadores de impedancia.

El objetivo de esta adaptación no es otro que el de conectar de forma eficiente, en términos de potencia, una impedancia a otra. En radiocomunicaciones es típico, por ejemplo, tener que conectar una impedancia alta (transistor FET) a una impedancia baja (Antena). Para ilustrar este ejemplo basta pensar en una antena de espira para AM, donde las dimensiones de la antena comparada con la longitud de onda son bajas y como resultado tenemos una impedancia muy baja. Por otra parte, el objetivo también es que –al margen de que la transferencia de potencia sea efectiva- la adaptación se produzca en la banda de frecuencia de interés.

Existen multitud de circuitos que realizan estas tareas. Aquí se presentan dos (ver [15], pp. 39): el circuito (cto.) resonante con divisor capacitivo (o inductivo) y el transformador doblemente sintonizado. También, y para terminar este apartado, se describirá la expresión general de un filtro butterworth.

Circuito resonante con divisor capacitivo

Es un circuito sencillo, de banda estrecha $Q_p > 10$, muy utilizado en la práctica. Dados

- Z_0 impedancia de la línea
- R_L Impedancia de carga (a adaptar)
- f_0 frecuencia de trabajo
- B ancho de banda de trabajo

en la Figura 2-1, se plantea calcular los valores R_2 , L , C_1 , C_2 . Nótese que aquí se trata de adaptar una impedancia menor, R_L , a una impedancia mayor Z_0 .

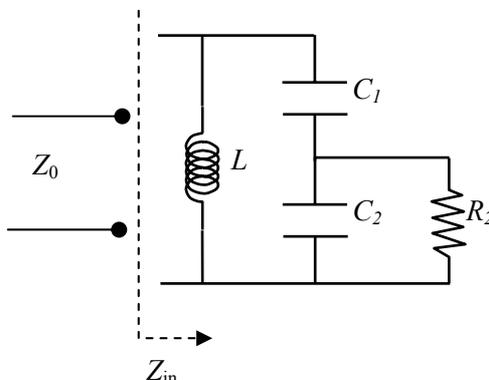


Figura 3-1. Adaptador de impedancia divisor capacitivo.

Para ver el funcionamiento del circuito hay que resolverlo. Se puede demostrar que si $Q_1 = \omega_0 R_2 (C_1 + C_2) \gg 1$, el cto. es aproximadamente el de la Figura 4-2. Con valores:

$$L = L, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3-1)$$

$$R = N^2 R_2, \quad N = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$$

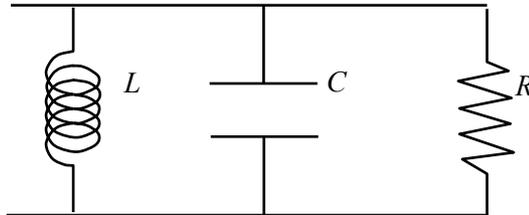


Figura 3-2. Circuito equivalente del divisor capacitivo.

Veamos. En la Figura 4-3 se observan los dos circuitos, original y equivalente, con una flecha punteada que indica que la impedancia hacia la derecha tiene que ser la misma.

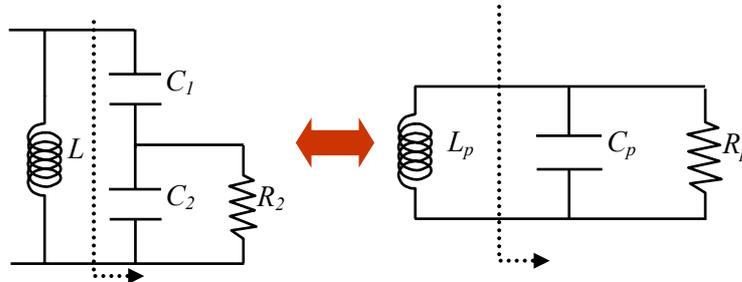


Figura 3-3. Solución equivalente del divisor capacitivo.

Si calculamos las impedancias y las igualamos:

$$Z = Z_p \Rightarrow \frac{1 + j\omega [C_1 + C_2] R}{j\omega C_1 [1 + jR C_2 \omega]} = \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C_p} \quad (3-2)$$

Multiplicando en cruz (numerador a la izquierda por denominador a la derecha y viceversa) e igualando partes real e imaginaria:

$$-\omega^2 R_p R C_1 C_2 = 1 - \omega^2 R_p R C_p (C_1 + C_2) \quad (3-3)$$

$$R_p C_1 = R(C_1 + C_2) + C_p R_p$$

De este modo se obtiene:

$$R_p = \frac{1 + R_2^2 (C_1 + C_2)^2 \omega^2}{R_2 C_1^2 \omega^2} \quad (3-4)$$

$$C_p = \frac{C_1 + R_2^2 C_1 C_2 (C_1 + C_2) \omega^2}{1 + R_2^2 \omega^2 (C_1 + C_2)^2}$$

Utilizando la aproximación $[\omega R_2 (C_1 + C_2)]^2 \gg 1$, queda

$$R_p \approx R_2 \left[\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right]^2 \quad \text{y} \quad C_p \approx \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3-5)$$

Y así, los pasos para adaptar las impedancias son los siguientes:

1) Haga

$$R_L = R_2 \quad (3-6)$$

2) Iguale la impedancia de entrada a la de la línea

$$Z_0 = Z_{in}|_{f_0} = R = N^2 R_2 = N^2 R_L \quad (3-7)$$

3) Se despeja el valor de N y se relaciona con las capacidades

$$N^2 = \frac{Z_0}{R_L} = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 \quad (3-8)$$

4) Despejamos el valor de C

$$Q_t = f_0 / B = \omega_0 R C \Rightarrow C = \frac{Q_t}{\omega_0 R} \quad (3-9)$$

5) Y de C_1 y C_2

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \quad N = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \Rightarrow C_2 = N C, \quad C_1 = \frac{C_2}{N - 1} \quad (3-10)$$

6) Finalmente

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (3-11)$$

Algunos valores ejemplo se pueden consultar en [15]: $B=200\text{KHz}$, $f_0=10.7\text{ MHz}$, $R_2=1\text{K}\Omega$ y $R_{in}=10\text{K}\Omega$. Queda $L=2.78\mu\text{Hr}$, $C_1=116.34\text{pF}$, $C_2=251.6\text{pF}$.

Transformador doblemente sintonizado

El transformador doblemente sintonizado, ver Figura 4-4, es un circuito más complejo y difícil de resolver pero que presenta una serie de ventajas: proporciona un ancho de banda mayor y permite un ajuste de la forma de la curva de selectividad (zona paso de banda). Antaño se utilizaban en FI (frecuencia intermedia), aunque en la actualidad han venido a ser sustituidos por los filtros SAW (surface-acoustic-wave).

Como ya se ha comentado, la resolución del circuito es complicada. Aquí sólo se incluirán algunas notas sobre su comportamiento. Asumiremos que en la resistencia de carga R_L se incluiría en la resistencia del cto secundario, denotado con el subíndice s . La impedancia de la línea estaría en la del circuito primario, denotado con el subíndice p . Se asume también que los ctos. primario y secundarios son iguales,

$$\begin{cases} L = L_s = L_p \\ C = C_s = C_p, \\ R = R_s = R_p \end{cases} \quad (3-12)$$

y también que la situación es de banda estrecha $Q > 10$.

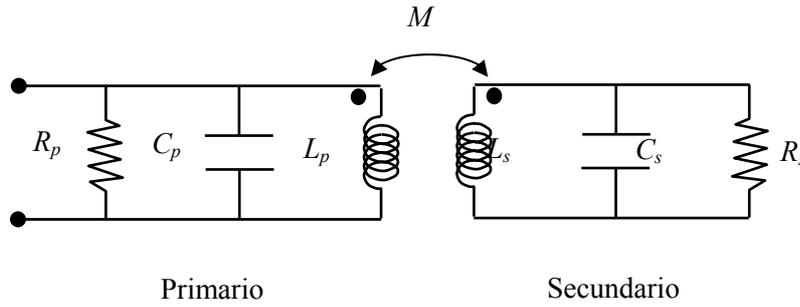


Figura 3-4. Circuito transformador doblemente sintonizado.

En esta situación, se define el coeficiente de acoplamiento como

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} = \frac{M}{L} \quad (3-13)$$

y el coeficiente de acoplamiento crítico:

$$k_c = \frac{M}{L} = \frac{1}{Q} = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (3-14)$$

Se puede demostrar que la respuesta en frecuencia del circuito es la representada en la Figura 4-7

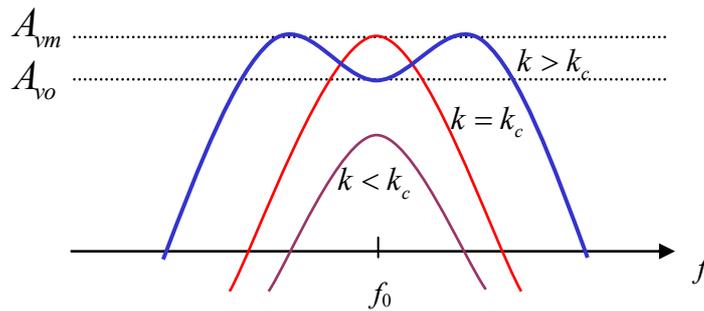


Figura 3-5. Respuesta en frecuencia del circuito transformador doblemente sintonizado.

Se observa en la figura que hay 3 situaciones según el valor del coeficiente de acoplamiento. Para $k > k_c$, o situación de sobreacoplamiento, el rizado de la banda de paso viene dado por la siguiente expresión:

$$\frac{A_{vm}}{A_{vo}} = 0.5 \left(kQ + \frac{1}{kQ} \right) \quad (3-15)$$

3.1.2 Filtros

El objetivo de un filtrado es dejar pasar una banda de frecuencia con el mínimo de atenuación. En radiocomunicaciones todos los filtrados son “paso de banda” e interesa, idealmente, seleccionar una banda con atenuación cero y rechazar el resto con atenuación infinita. En filtros lineales se cumple que

$$\begin{aligned} y(t) &= h(t) * x(t) \\ y(f) &= H(f) \cdot x(f) \end{aligned} \quad (3-16)$$

y se representan de forma sencilla por

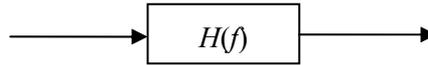


Figura 3-6. Filtrado lineal.

En la práctica los filtros se pueden hacer con cavidades, con tecnología SAW,... A modo ilustrativo se presenta aquí la respuesta de un filtrado butterworth. La función de transferencia es

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Delta f}{B/2}\right)^{2n}} \approx \{ \Delta f \gg 0 \} \approx \frac{1}{\left(\frac{\Delta f}{B/2}\right)^{2n}}. \quad (3-17)$$

Donde

B : es el ancho de banda, el de toda la banda de paso (paso de banda)

f_0 : es la frecuencia central

n : número de polos

En la Figura 4-9 se muestra la respuesta en frecuencia normalizada (para $f:f_0$) en decibelios:

$$L = -10 \log |H(f)|^2 = 20n \log \left(\frac{\Delta f}{B/2} \right). \quad (3-18)$$

Se observa que cada vez que se multiplica por diez la frecuencia (una década), la atenuación crece $20n$. Se dice que hay una caída de $20n$ dB por década. De la misma forma, cada vez que se multiplica por dos la frecuencia, la atenuación cae $6n$ dB y se dice que el filtro tiene una atenuación de $6n$ por octava.

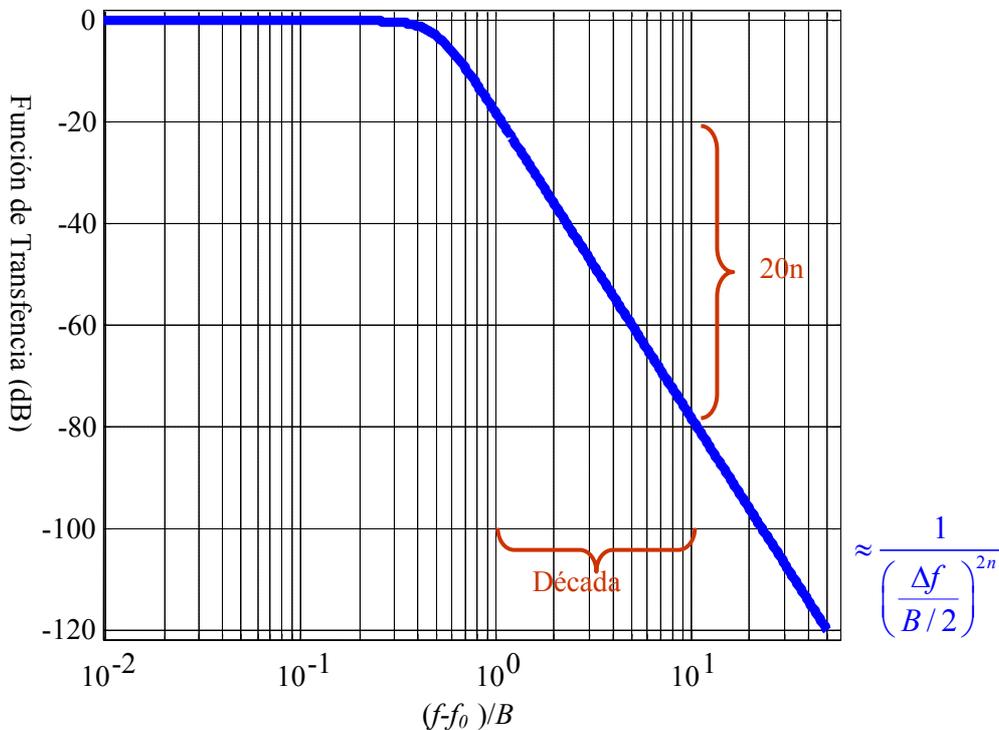


Figura 3-7. Respuesta en dB filtro butterworth normalizada para $n=3$

Conviene, para aclarar el papel de los parámetros involucrados, representar la respuesta en frecuencia sin normalizar y en unidades naturales. Se incluye en la Figura 4-11. Observe detenidamente cada parámetro definido sobre la figura.

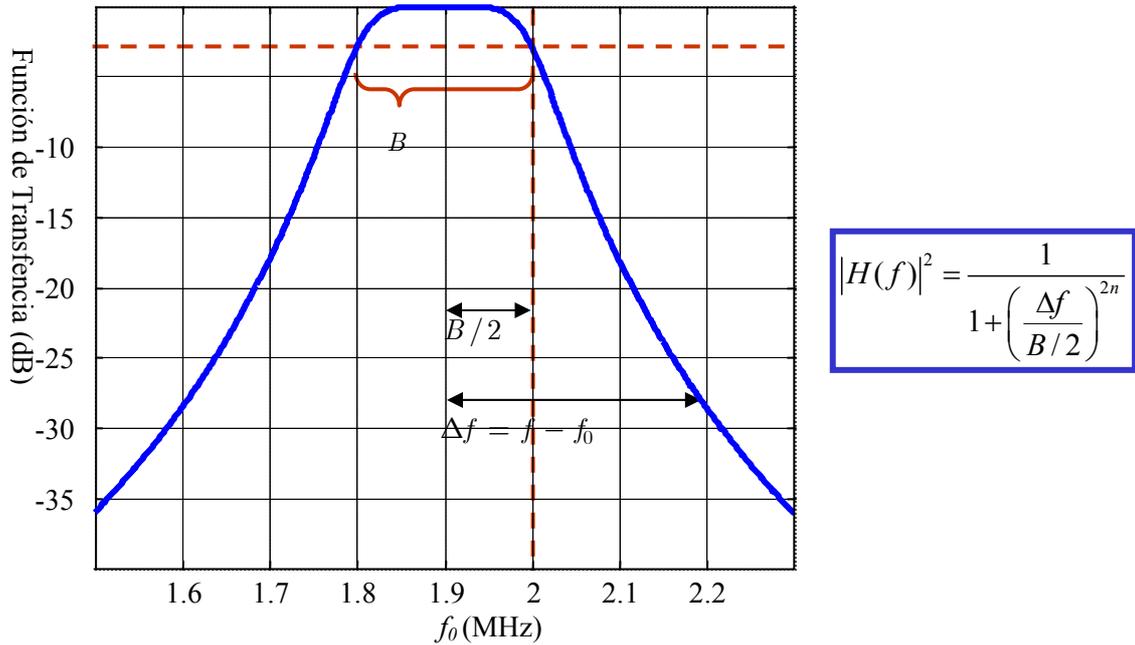


Figura 3-8. Respuesta en unidades naturales del filtro butterworth.

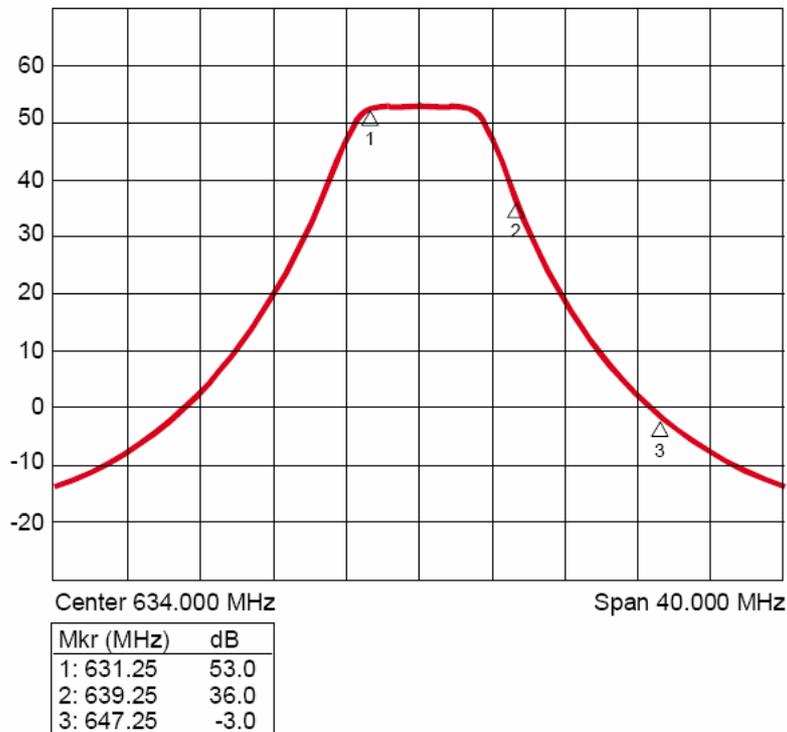


Figura 3-9. Selectividad en una amplificador monocanal de televisión.

Ya se comentó en los primeros apartados que en un sistema receptor de radiocomunicaciones uno de los parámetros fundamentales era la selectividad. La selectividad no era más que la propiedad de seleccionar un canal determinado y viene determinada por las etapas de filtrado en el receptor. Se suele hablar, además, en términos de

selectividad para referirnos a la atenuación respecto a la banda de paso a una determinada distancia en una determinada etapa o en todo el receptor. Se suele decir que la selectividad es de “tantos” dB en el canal adyacente, o a una distancia igual a k canales de la banda de paso. En la Figura 3-9 se representa la respuesta en frecuencia de un amplificador monocanal de televisión, donde los anchos de banda son de 8 MHz. El punto marcado con un 2 es el canal adyacente o canal $n+1$, y la selectividad para el canal adyacente en este caso es de 17 dB. Para el canal $n+2$ es de 56 dB.

3.2 Amplificadores

El amplificador es un elemento fundamental en sistemas de radiocomunicación tanto en el transmisor (Tx) como en el receptor (Rx). Es un elemento que, aunque es deseable que sea completamente lineal, su diseño está basado en transistores (BJT, FET, ...) y es por tanto un elemento no lineal. En este apartado se describirá el amplificador incluyendo las definiciones de los parámetros más utilizados en la práctica para describir este comportamiento no lineal. Es importante hacer notar aquí que estos parámetros (punto de compresión de 1 dB y punto de intercepto o intercepción de intermodulación y relación de protección frente a la intermodulación) aunque se definen en este apartado para el amplificador se aplican de igual forma a cualquier elemento no lineal, como por ejemplo los mezcladores. Incluso algunas antenas tienen elementos no lineales en sus circuitos que introducen no linealidad, y que vienen descritos de igual forma por estos parámetros.

La no linealidad, tal como se verá en este apartado, se hace más patente a mayores potencias de trabajo. Es por ello que la no linealidad es la que limita la máxima potencia de trabajo de los equipos de comunicaciones. Mientras que el ruido, tal como se verá en el siguiente tema, limita el rango de trabajo por abajo. Imponiendo un umbral mínimo. Por ello la descripción de los elementos no lineales es de suma importancia en radiocomunicaciones.

El objetivo del amplificador es imprimir una ganancia de tensión (de potencia) a la señal de entrada. De forma que la tensión de entrada se vea multiplicada por un valor, el de la ganancia de tensión, g_v , del amplificador. Si se trabaja en potencias el valor de la ganancia, g , es el de la ganancia de tensión al cuadrado $g=g_v^2$. En decibelios tendríamos que la ganancia es adimensional y estará dada en dB, tanto si es de tensión como si es de potencia. En el caso de tensión se calcula como $20 \log (g_v) = 10 \log (g)$. De esta forma, en potencias,

$$p_0 = g \cdot p_i$$

$$P_0(\text{dBm}) = G(\text{dB}) + P_i(\text{dBm}) \quad (3-19)$$

donde se ha puesto la potencia de entrada en dBm, magnitud muy utilizada en las etapas de recepción de sistemas de radiocomunicación. En cualquier caso, la magnitud de salida será la de entrada, al ser la ganancia adimensional. En la Figura 4-13 se incluye una descripción del bloque utilizado habitualmente como amplificador.

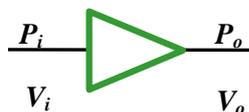


Figura 3-10. Bloque amplificador.

El amplificador está presente tanto en el transmisor como en el receptor de un sistema de radiocomunicación. En la Figura 4-14 se puede observar la localización de este dispositivo a lo largo del canal de modulación.

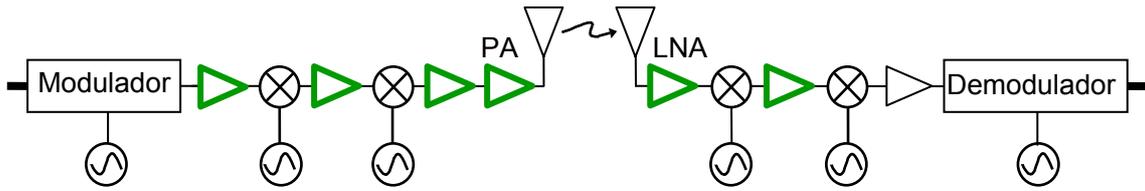


Figura 3-11. Amplificadores en equipos de radiocomunicación.

Tal como se ha comentado anteriormente, la amplificación es no lineal. Así que en general, la potencia (o tensión) de salida versus la de entrada se escribe como

$$P_0(\text{dBm}) = G(P_i)(\text{dB}) + P_i(\text{dBm}), \quad (3-20)$$

donde se observa que la ganancia depende de la entrada. En general, si la entrada es pequeña la dependencia será pequeña y $G(P_i) \approx G_l$, donde G_l (ó G a secas) es el valor de ganancia lineal. En lo que sigue, el objetivo es caracterizar la respuesta de la ganancia en función de la potencia de entrada y estudiar qué efectos perjudiciales o distorsión introduce el amplificador cuando se comporta de forma no lineal.

Esta tarea no es sencilla. Básicamente por el siguiente motivo. Cualquier elemento lineal pone a la salida una versión de la entrada en la que cada frecuencia se ha visto afectada de forma diferente. Pero si es no lineal puede crear frecuencias nuevas a la salida, distintas de las de entrada. A este último proceso se le denomina intermodulación. Así, se tiene por un lado la distorsión que introduce en las componentes deseadas que se introducen a la entrada, pues se aplican (multiplican) por una ganancia que depende del nivel (tensión o potencia) de entrada. Y por otro que hay que caracterizar qué pasa con las frecuencias que se crean nuevas. Qué nivel de potencia (o tensión) tendrán.

Para analizar el primero de los efectos se recurre a la prueba de un tono. En esta prueba se introduce un tono (una senoide a una frecuencia fija) a la entrada y se mide la potencia de ese mismo tono (esa misma frecuencia) a la salida. Esto se repite para diferentes potencias de entrada. De esta forma se obtiene la curva de potencia de salida versus potencia de entrada.

Para analizar el segundo efecto se introducen dos tonos de igual potencia a la entrada, y se analiza la potencia de la nueva frecuencia que aparece a la salida, mezcla o intermodulación de estas dos. De nuevo se analizan distintas potencias de entrada y se representa, junto a la potencia de salida versus de entrada, esta potencia de intermodulación a la salida versus potencia de entrada.

Los efectos perjudiciales de la intermodulación son dos. Por un lado el incremento en la tasa de error de bit debido a la distorsión introducida y por otro el ensanchamiento del espectro debido a nuevas frecuencias que aparecen justo en los bordes del ancho de banda. Este efecto limita la potencia máxima que vamos a utilizar en un elemento no lineal, como el amplificador. Dependerá de lo lineal que sea el elemento, y de lo robusto que sea mi sistema a la distorsión que introduce. Para ver si un elemento es o no muy no lineal, se definirán a continuación una serie de parámetros, resultado de las pruebas de un tono y de dos tonos.

Antes de proseguir se presenta un ejemplo de amplificador basado en tecnología FET de GaAs. El amplificador es de la serie LS de la empresa Stealth Microwave y se representa en la Figura 4-16 con y sin radiador. El amplificador se utiliza en transmisores para aplicaciones en torno a 2 GHz.

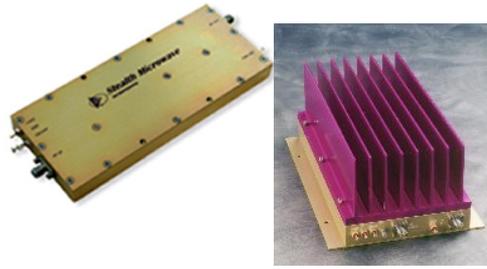


Figura 3-12. SM2025-42LS ultra linear amplifier specification (UMTS, WiMAX, ISM,...).
(Reproduced with permission).

En la Tabla 3-1 se presenta un resumen de las especificaciones del amplificador, donde se han resaltado en **negrita** las más importantes desde el punto de vista de la no linealidad.

Parameter Specification	
Frequency Range	2.0 – 2.5 GHz
Pout (P1dB)	+42 dBm (min.)
Output Third Order Intercept Point (OIP3)	+61 dBm
Linear Gain	52 dB
Gain Flatness (over full band)	± .5 dB
Gain Change (over temperature)	± .5 dB
VSWR (Input/Output)	1.8:1 / 1.5:1
DC Input Voltage	+12 Volts
DC Input Current (operational)	5.5 Amperes
Mechanical Dimensions	6.0 x 2.5 x .56 inches
RF Connectors	SMA Female
Operating Temperature	0° to +55°C
Operating Humidity	95% Non-condensing
Operating Altitude	Up to 10,000 feet above Sea Level

Tabla 3-1. Hoja de características del SM2025-42LS ultra linear amplifier .(Reproduced with permission).

3.2.1 Amplificador basado en FET

Se ilustrarán las pruebas de uno y dos tonos con un amplificador basado en FET AsGa como el que se presenta como ejemplo. En un amplificador basado en FET se explota la característica tensión a corriente, que sigue una ley cuadrática. Por otra parte, este dispositivo tiene la potencia de alimentación limitada, puesto que un incremento de esta potencia más allá de lo permitido hace que la temperatura del dispositivo crezca y este envejezca rápidamente. Perdiendo así sus propiedades.

En la Figura 3-13 se incluye la característica intensidad de salida (de drenador) versus tensión de entrada (tensión puerta-fuente) de un FET, que responde a la expresión,

$$I_D = k(V_{GS} - V_p)^2 \quad (3-21)$$

Donde $k = \mu_n C_{ox} W / 2L$ depende del diseño del transistor en cuanto a dimensiones y propiedades eléctricas de los materiales que lo componen. Se observa que se trabaja en torno

al punto Q , donde se polariza el transistor. Y que más allá de un valor máximo el transistor no da más potencia, debido al límite en la potencia de alimentación.

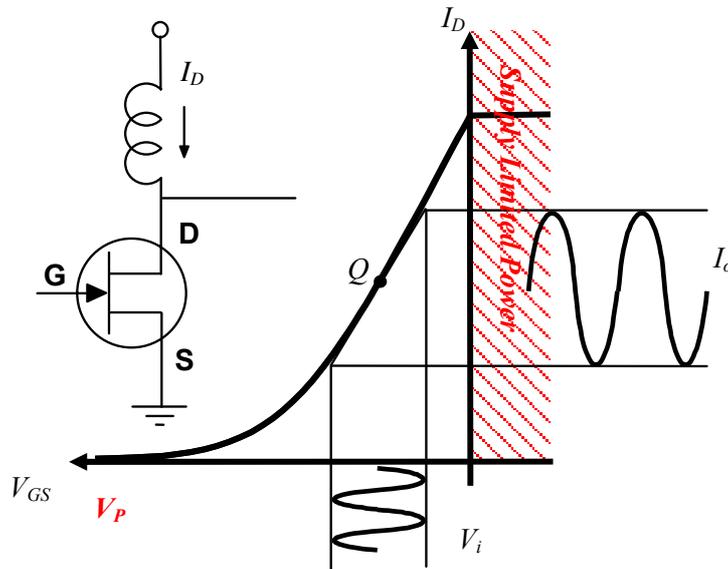


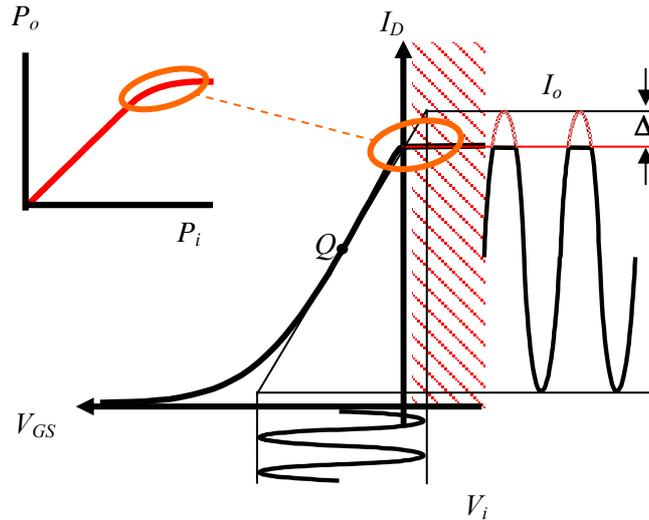
Figura 3-13. Característica Intensidad de salida versus Tensión de entrada en un FET.

A continuación se ilustrará el fenómeno no lineal con este amplificador. Se obtendrá la característica potencia (o tensión) de salida versus potencia (o tensión) de entrada, utilizando la prueba de un tono. Esta curva se puede expresar en unidades naturales ó en dB. Siento esto último lo habitual. Se verá que la curva es lineal para potencias pequeñas y no lineal para potencias altas, donde satura. Se definirá el punto de compresión de 1 dB como la potencia de entrada que hace que la potencia de salida real difiera de la ideal lineal en 1 dB. Se habla de compresión porque el efecto no lineal, en este caso la saturación, hace que para este punto la potencia de salida esté 1 dB por debajo de la potencia real. Si se trabaja por debajo de este punto, se suele decir que el amplificador trabaja en zona lineal.

3.2.2 Prueba de un tono

Prueba de un tono en un FET

Tal como se ha descrito anteriormente, esta prueba consiste en introducir un tono a la entrada y aumentar su potencia para ver el efecto a la salida. Antes de incluir un modelo matemático que nos permita describir este efecto veamos qué pasa en un FET a medida que aumentamos la potencia de entrada. Al aumentar la potencia, llega un momento en el que se supera el límite de potencia máxima suministrada por el amplificador. Nos hemos metido en la zona rallada, ver Figura 3-14. El amplificador nos dará un nivel constante de intensidad para tensiones mayores del límite. El efecto es que la sinusoide de entrada se ve "recortada" en sus picos superiores. Este efecto se denomina en inglés clipping. Aunque no lo hemos dicho hasta ahora, el transistor no es más que un elemento –eso sí esencial- de un amplificador. El transistor irá rodeado de la circuitería que permita polarizarlo y también, y esto es importante, sintonizar la banda de interés. Así a la salida del FET lo que tendremos será un filtrado. El clipping hace que aparezca a la salida, además de la frecuencia de interés, una serie de armónicos. Esto es, a la salida aparece la frecuencia de interés amplificada y además tonos en frecuencias múltiples de la frecuencia de entrada. El filtrado a la salida del FET elimina los armónicos haciendo que sólo nos quedemos con un tono de frecuencia la de entrada. Este filtrado suaviza el efecto del clipping, eliminando el recorte en los picos superiores, pero como resultado tendremos una amplitud (potencia) menor que la esperada. Se dice que la ganancia ha experimentado una compresión.



Se introduce un tono

Figura 3-14. Prueba de un tono en un FET: clipping.

Modelado matemático de la prueba de un tono

Para entender mejor el resultado de la prueba de un tono se recurre al modelado matemático de la no linealidad. Un modelo general que nos da la tensión de salida para la tensión de entrada, para un amplificador u otro elemento, es el modelo de Maclaurin:

$$v_o = a_0 + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \quad (3-22)$$

Donde primero se tiene un elemento de continua, luego un término lineal, luego un término cuadrático, un cúbico, etc. Dada cualquier característica tensión de salida versus tensión de entrada se pueden calcular $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots$ para que el modelo se ajuste a la respuesta del dispositivo. Mientras más términos añadamos más versátil será el modelo. Por simplicidad, se tendrán en cuenta aquí sólo términos hasta orden cúbico. Este modelo incluirá a su salida, tal como se describirá más adelante, una etapa de filtrado o sintonización.

A la entrada, y dado que estamos en la prueba de un tono, se tiene

$$v_i = A \cos(\omega_0 t) \quad (3-23)$$

Calculando la salida del modelo propuesto se llega a

$$v_o = a_1 A \cos \omega_0 t + a_2 A^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t \right) + a_3 A^3 \left(\frac{3}{4} \cos \omega_0 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_0 t \right) + \dots \quad (3-24)$$

Y utilizando las relaciones trigonométricas adecuadas se puede reescribir esta expresión de la siguiente forma:

$$v_o = a_2 A^2 \frac{1}{2} + \left(a_1 A + a_3 A^3 \frac{3}{4} \right) \cos \omega_0 t + a_2 A^2 \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t + a_3 A^3 \frac{1}{4} \cos 3\omega_0 t + \dots \quad (3-25)$$

Donde se puede observar que la salida es la suma de una componente de continua, un tono a la frecuencia del tono de entrada –el de interés- multiplicado por una constante-la ganancia del amplificador-, un tono al doble de frecuencia de la frecuencia de entrada o armónico de segundo orden, un tono al triple de la frecuencia de entrada o armónico de tercer orden,... En la Figura 3-15 se ha representado la respuesta en frecuencia de la entrada, mientras que en la

Figura 3-16 se ha representado la salida. En esta última figura se puede observar claramente la aparición de frecuencias armónicas.

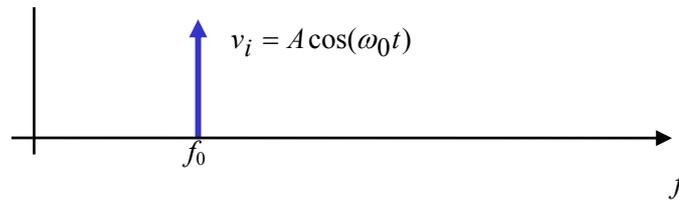


Figura 3-15. Tono de entrada en la prueba de un tono.

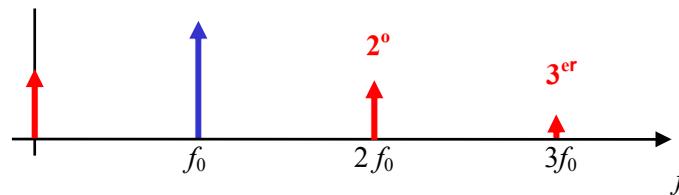


Figura 3-16. Ejemplo de salida de un elemento no lineal (amplificador) en la prueba de un tono.

Las amplitudes de estas componentes espectrales vienen dadas por

$$\begin{aligned}
 & a_2 A^2 \frac{1}{2} \\
 & \left(a_1 A + a_3 A^3 \frac{3}{4} \right) \cos \omega_0 t \\
 & a_2 A^2 \frac{1}{2} \cos 2\omega_0 t \\
 & a_3 A^3 \frac{1}{4} \cos 3\omega_0 t
 \end{aligned} \tag{3-26}$$

Si ahora filtramos la salida y nos quedamos con el primer armónico, obtenemos una versión amplificada de la entrada, tal como se ilustra en la Figura 3-17.

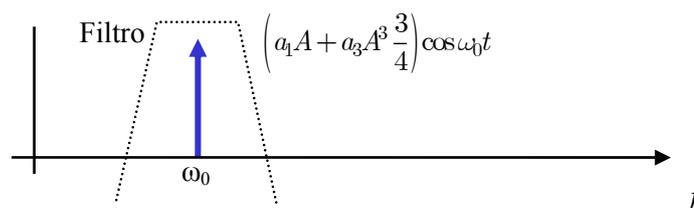


Figura 3-17. Filtrado de la salida de un elemento no lineal en la prueba de un tono.

Esta señal queda

$$v_o = \left(a_1 A + a_3 A^3 \frac{3}{4} \right) \cos \omega_0 t \tag{3-27}$$

Que se puede reescribir como

$$v_o = \left(a_1 + a_3 A^2 \frac{3}{4} \right) A \cos \omega_0 t = g_v(A) \cdot v_i \tag{3-28}$$

para hacer notar que la ganancia depende de la amplitud (potencia) de entrada A . En términos de potencia queda,

$$p_o = g_v^2(A) \cdot \frac{A^2}{2R}. \quad (3-29)$$

Donde R es la resistencia de carga a la salida del amplificador. Se puede escribir:

$$p_o = g(A) \cdot p_i$$

$$g(A) = \left(a_1 + a_3 A^2 \frac{3}{4} \right)^2, \quad (3-30)$$

donde el término a_3 es generalmente –si el dispositivo satura a entradas altas- negativo. De forma que a tensiones (potencias) altas el segundo sumando de la ganancia hace que la ganancia se reduzca, experimentando una compresión.

Curva de potencia de salida versus potencia de entrada

El resultado anterior expresado en decibelios queda

$$P_o = G(A) + P_i. \quad (3-31)$$

Se puede observar de (3-28) que si A es suficientemente pequeña la ganancia del amplificador se puede aproximar por

$$P_o = G + P_i, \quad (3-32)$$

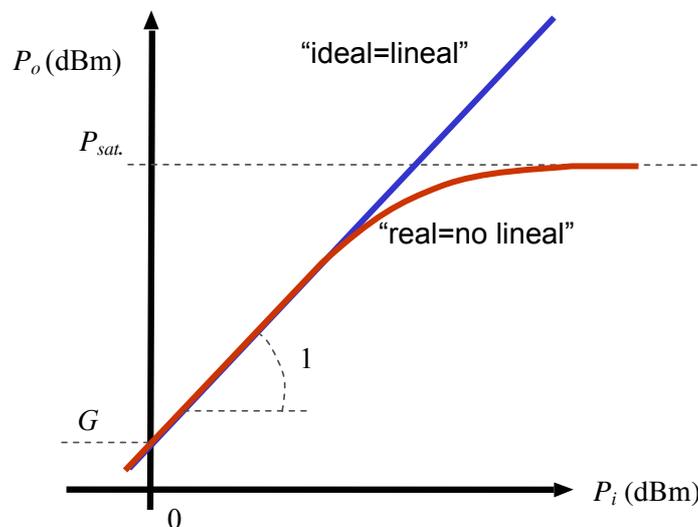


Figura 3-18. Curvas real y lineal de potencia de salida versus potencia de entrada en un amplificador.

que es la curva *lineal* de potencia de salida versus potencia de entrada. Donde G es sencillamente la “ganancia lineal” del amplificador. Si representamos (3-31) y (3-32) se obtiene una gráfica como la incluida en la Figura 3-18. En esta curva se puede observar primero que la pendiente de la curva lineal es uno, ya que estamos trabajando en dB. Por otra parte la dimensión de la potencia de entrada y de salida (igual para ambas ya que la ganancia es adimensional) dependerá de la aplicación y sistema concreto. Aquí se ha optado por utilizar dBm a modo de ejemplo, esta magnitud es la habitual en receptores de radiocomunicaciones. La curva real es igual a la lineal para potencias de entrada bajas. Para

potencias mayores ambas curvas empiezan a diferir. Para potencias altas el amplificador (en general todos los dispositivos no lineales) satura.

Punto de compresión de 1 dB

Para distinguir entre zona de trabajo lineal y no lineal se define el punto de compresión de 1 dB. Este punto es el correspondiente a la potencia o tensión de entrada (a veces se define como la potencia de salida) que hace que la ganancia real esté un dB por debajo de la ganancia lineal. O también se podría definir como la entrada que hace que la salida real y la salida ideal lineal difieran en un dB. Este punto divide la gráfica en dos regiones, ver Figura 3-19. Se dice que a la izquierda del punto de compresión –definido a la entrada– el amplificador trabaja en zona lineal. Y a la derecha en zona no lineal.

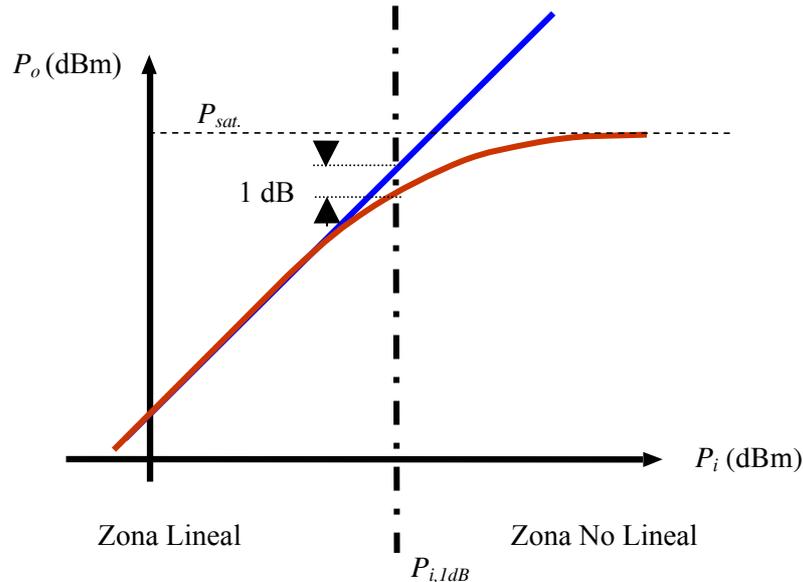


Figura 3-19. Punto de compresión de 1 dB.

Otros usos prácticos

A la vista de los resultados de la prueba de un tono se puede concluir que otros usos de un elemento no lineal como un transistor podrían ser el de limitador o el de multiplicador de frecuencia. En el primer caso se diseñaría el dispositivo para que la potencia de saturación tenga el valor deseado que se quiera limitar. En el segundo basta cambiar la etapa de filtrado para sintonizar el armónico de orden n , multiplicando así por n la frecuencia de entrada.

Notas sobre la amplificación con un transistor BJT

A continuación se incluyen algunas notas sobre el BJT como transistor para amplificación. Un circuito típico es aquel en el que la tensión de entrada v_i se aplica sobre la tensión base-emisor. De esta forma controlamos la intensidad de colector. Con un diseño adecuado se sintonizan las componentes de esta intensidad correspondientes a la banda de trabajo a la par que se genera en la puerta de colector una tensión de salida v_o que es una versión amplificada de la tensión de entrada según la expresión

$$v_o(t) = -G_m R_i v_i(t) \quad (3-33)$$

Donde R_i es una resistencia del circuito amplificador y G_m es la transconductancia. Para un BJT y un tono a la entrada de amplitud V_i ,

$$G_m(x) = \frac{2I_1(x)}{I_0(x)} g_m \quad (3-34)$$

donde

$$I_n \text{ función de Bessel de } 1^{\text{er}} \text{ tipo y orden } n; \quad x = \frac{V_i}{V_T}; \quad g_m = \frac{I_c}{V_T}; \quad (3-35)$$

y a su vez V_T es la “tensión termal”, una constante excepto por su dependencia con la temperatura del dispositivo. A temperatura ambiente $V_T=26\text{mV}$. Se puede demostrar que la tensión de entrada para la que la transconductancia, y a su vez la ganancia del amplificador, sufre una compresión de 1 dB es precisamente $V_i = V_T=26\text{mV}$. Así que este es su punto de compresión de 1 dB, a la entrada, en tensión y en unidades naturales.

3.2.3 Prueba de dos tonos

Al igual que en la prueba de un tono, se ilustrará el efecto en un transistor basado en FET. Tal como se ha comentado en la introducción de este apartado, un efecto pernicioso de un elemento no lineal es la generación a la salida de frecuencias distintas a las de entrada. El amplificador da a la salida frecuencias nuevas que son mezclas o productos de intermodulación de las frecuencias de entrada, tal como se verá a continuación. Además, si las frecuencias de entrada están suficientemente cerca, las nuevas frecuencias pueden aparecer cercanas a las de entrada, provocando una distorsión en el ancho de banda de interés y un ensanchamiento del espectro. Al igual que en la prueba de un tono se tratará de modelar este efecto matemáticamente para explicar mejor el proceso. Como resultado se definirá un nuevo parámetro, el punto de intercepto -o intercepción-. Además se representará, junto al resultado de la prueba de un tono, la potencia de salida de estas nuevas frecuencias frente a la potencia de entrada. Por último, se definirá la relación de protección para intermodulación como la relación entre la potencia útil correspondiente a las frecuencias de interés y la potencia de los tonos de intermodulación. Esta relación está fijada para los distintos sistemas de comunicaciones y su cumplimiento conlleva un límite en la máxima potencia utilizable.

Prueba de dos tonos en un FET

En la prueba de dos tonos se introduce a la entrada un par de tonos de distinta frecuencia e igual amplitud o potencia. En la Figura 3-20 se ha representado la entrada como un primer tono sobre el que se superpone el segundo. El efecto de la no linealidad es el recorte de este último para intensidades altas. El efecto sobre la suma de los dos tonos es, por un lado, igual que en la prueba de un tono y aparecen armónicos. Pero también aparece un nuevo fenómeno que es la aparición de frecuencias nuevas, tal como se describe a continuación en el modelado matemático del proceso. Estas frecuencias nuevas, si aparecen suficientemente cerca de las de entrada, las que se desean amplificar, no se pueden filtrar. Provocando distorsión por intermodulación (IMD, intermodulation distortion) y un ensanchamiento del espectro.

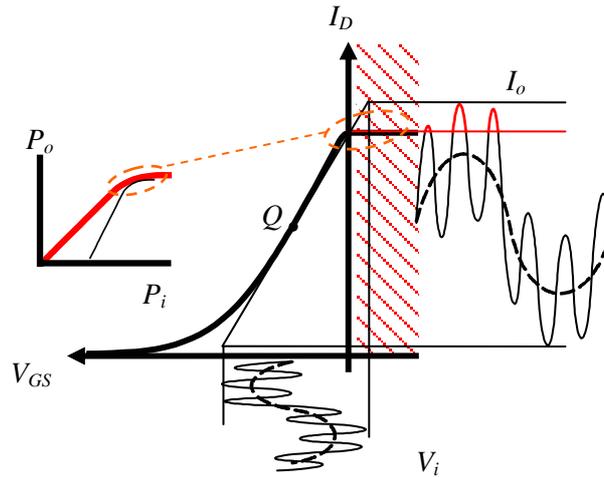


Figura 3-20. Prueba de dos tonos en un FET.

Modelado matemático de la prueba de dos tonos

Utilizando el mismo modelo que el usado en la prueba de un tono pero cambiando la entrada por la suma de dos tonos:

$$v_i = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \Rightarrow A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t), \quad (3-36)$$

aparece a la salida, debido al orden cúbico del modelo polinómico de Maclaurin, el siguiente término:

$$v_o = \dots + a_3 A^3 \frac{3}{4} (\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t) + \dots \quad (3-37)$$

Si representamos todas las componente resultantes a la salida queda una gráfica como la de la Figura 3-21. En esta figura se ha incluido la respuesta del filtrado, para hacer notar que las componentes de intermodulación que aparecen a las frecuencias $2f_2 - f_1$ y $2f_1 - f_2$ no se pueden eliminar mediante esta etapa de sintonización.

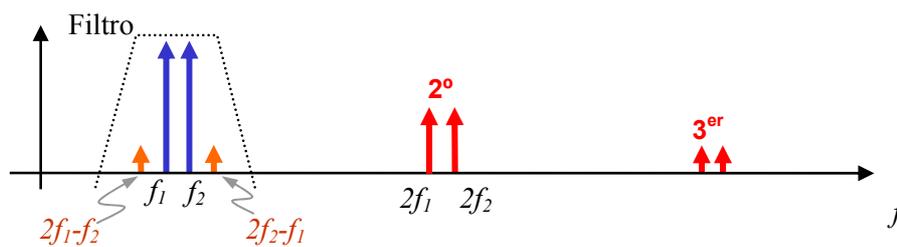


Figura 3-21. Prueba de dos tonos: salida de un elemento no lineal cuando se introducen a la entrada dos tonos a frecuencias f_1 y f_2 .

En el modelo utilizado se ha incluido sólo hasta orden cúbico. De forma que la intermodulación que aparece es la correspondiente a orden 3. Resultados similares se obtendrían para orden 5, 7, ... Aquí se describirá solo la intermodulación de orden 3. Para obtener resultados para órdenes mayores basta con repetir el proceso para estos órdenes.

En la práctica, y para medir la potencia de los tonos de intermodulación, en la prueba de dos tonos éstos se sitúan a una distancia f_d y $2f_d$ de la frecuencia central de la banda de interés cumpliéndose que $f_d > B/2$, siendo B el ancho de banda. Si representamos la salida resultante queda la Figura 3-22, donde a la salida del filtro se obtiene únicamente un producto de

intermodulación de orden 3. A continuación, y aprovechando el modelo matemático propuesto, se deriva una expresión para su potencia denotada por I_3 .



Figura 3-22. Medida de la potencia de los tonos de intermodulación de tercer orden en la prueba de dos tonos.

Curva de intermodulación de tercer orden

Si nos fijamos en la amplitud de uno de los productos de intermodulación de tercer orden

$$v_o = \dots + a_3 A^3 \frac{3}{4} (\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t) + \dots, \quad (3-38)$$

podemos escribir que la tensión, y la potencia, de salida de este tono es

$$v_3 = a_3 A^3 \frac{3}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \Rightarrow i_3 = \left(a_3 A^3 \frac{3}{4} \right)^2 \frac{1}{2R}. \quad (3-39)$$

Donde de nuevo R será la resistencia de carga del amplificador. Utilizado la expresión para la potencia de entrada de cada uno de los tonos,

$$p_i = \frac{A^2}{2R} \quad (3-40)$$

Reescribimos la potencia de intermodulación de tercer orden como

$$i_3 = \left(a_3 \frac{3}{4} \right)^2 \frac{(A^2)^3}{2R} \frac{4R^2}{4R^2} = \left(a_3 \frac{3}{4} \right)^2 4R^2 p_i^3 \quad (3-41)$$

Que en decibelios quedaría

$$I_3(\text{dBm}) = G_3(\text{dB}) + 3P_i(\text{dBm}) \quad (3-42)$$

Donde se ha utilizado, a modo ilustrativo, la dimensión de dBm para las potencias. Podría haberse usado otra. Y la ganancia en dB,

$$G_3 = 20 \log \left(a_3 \frac{3}{4} 2R \right). \quad (3-43)$$

Esta ganancia, debido a la simplicidad del modelo, no depende de la tensión de entrada. En la práctica sí depende y lógicamente satura. En la Figura 3-23 se representa, junto a la curva obtenida para la prueba de un tono, la potencia de intermodulación de tercer orden.

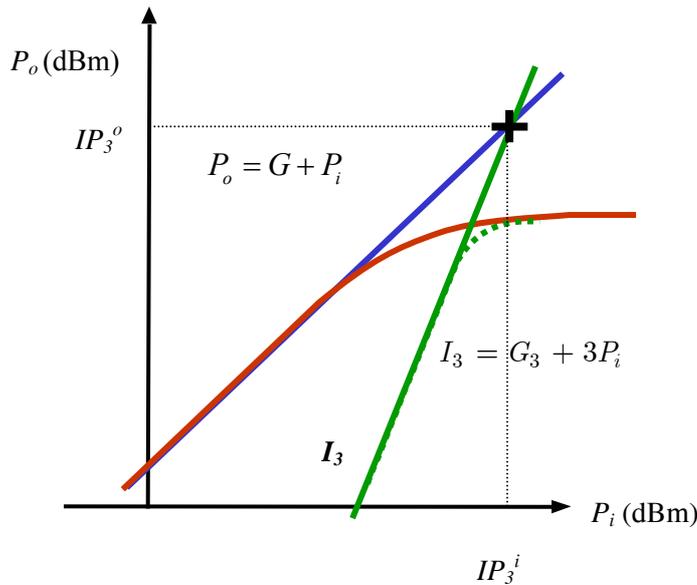


Figura 3-23. Curva de intermodulación de orden 3 y punto de intercepto.

Punto de intercepto de tercer orden

En la Figura 3-23 se ha representado también el punto de intercepto (o intercepción) de tercer orden. Este punto es el corte de la curva (recta) lineal de amplificación con la curva (recta en dB) que representa la potencia de intermodulación para potencias pequeñas. El punto de intercepto vendría dado en principio por un par de coordenadas entrada-salida (IP_3^i, IP_3^o). Pero en la práctica basta que nos den uno de esos dos valores, ya que al pertenecer ese punto a la recta lineal de amplificación:

$$IP_3^o = G + IP_3^i \quad (3-44)$$

Así se define el punto de intercepto de tercer orden a la entrada IP_3^i y el punto de intercepto a la salida IP_3^o . En todo caso, lo que resulta de gran interés es interpretar lo lineal o no lineal que es un dispositivo dado su punto de intercepto. Piense cuál sería el punto de intercepto de un dispositivo lineal... Así, un punto de intercepto grande indica linealidad, mientras que un punto de intercepción pequeño indica no linealidad. También, una ganancia G_3 baja indica que el elemento es lineal. En todo caso el fabricante no suele dar G_3 sino el punto de intermodulación.

Otro aspecto de interés es observar que mientras que la potencia de salida de la señal de interés crece linealmente con la potencia de entrada la potencia de intermodulación lo hace de forma cúbica (con pendiente 3 en dB). Así, para tensiones pequeñas la intermodulación será despreciable, pero a partir de un punto crecerá rápidamente para hacerse insoportable. En relación al punto de intercepto, un punto de intercepto mayor indica que la curva de intermodulación está muy a la derecha y que por lo tanto la intermodulación empezará a ser importante para potencias de entrada mayores.

Ejercicio: curvas y características del amplificador SM2025-42LS

Represente, para el amplificador de la Figura 4-16 con hoja de características las de la Tabla 3-1, las curvas de potencia de salida de señal y de intermodulación así como las características definidas en la prueba de un tono y de dos tonos: punto de compresión de 1 dB y punto de intercepto de tercer orden.

Solución:

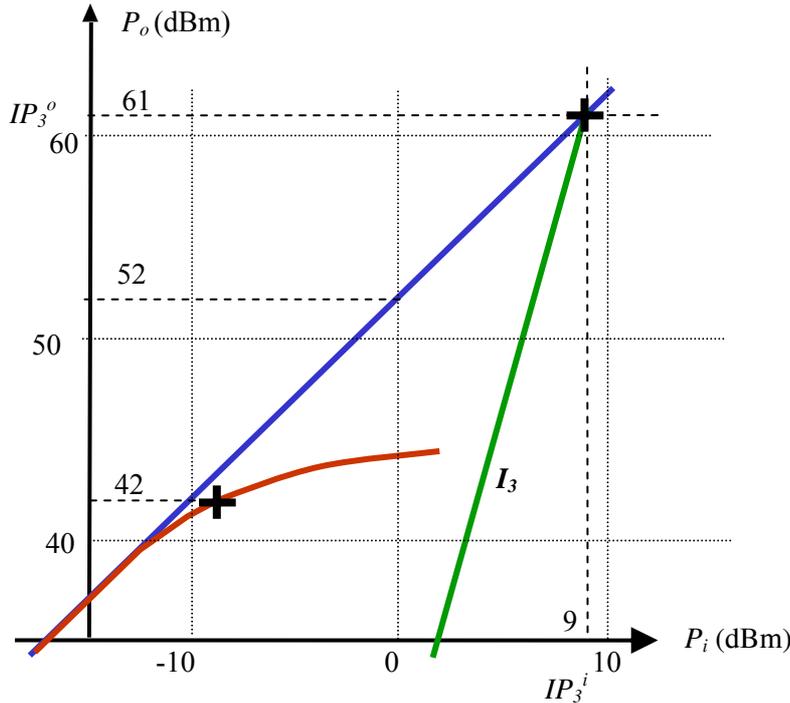


Figura 3-24. Curva de salida versus entrada para el amplificador SM2025-42LS.

■

Relación entre la potencia de intermodulación y la potencia de salida

En el diseño de sistemas es conveniente estudiar el nivel de intermodulación que se espera a la salida. Los datos de partida son, en general, el punto de intercepto y la potencia de entrada. Con estos datos y fijándonos en la Figura 3-25 se puede concluir que

$$IP_3^o - I_3 = 3(IP_3^o - P_o) \quad (3-45)$$

Esto es, que la distancia entre el punto de intercepto a la salida y la potencia de intermodulación a la salida es 3 veces (por ser de tercer orden) la distancia entre el punto de intercepto y la potencia lineal de señal. Esto es así debido a que mientras que la potencia lineal es una recta de pendiente uno, la de intermodulación es de pendiente 3. En el caso general, si hubiéramos calculado la intermodulación de orden n tendríamos una expresión

$$IP_n^o - I_n = n(IP_n^o - P_o) \quad (3-46)$$

Restringiéndonos, tal como se ha hecho hasta ahora, al caso de orden 3 la potencia de intermodulación de orden 3 en función del punto de intercepto y de la potencia de salida queda

$$I_3 = 3P_o - 2IP_3^o \quad (3-47)$$

Y la expresión para el punto de intercepto

$$IP_3^o = (3P_o - I_3)/2 \quad (3-48)$$

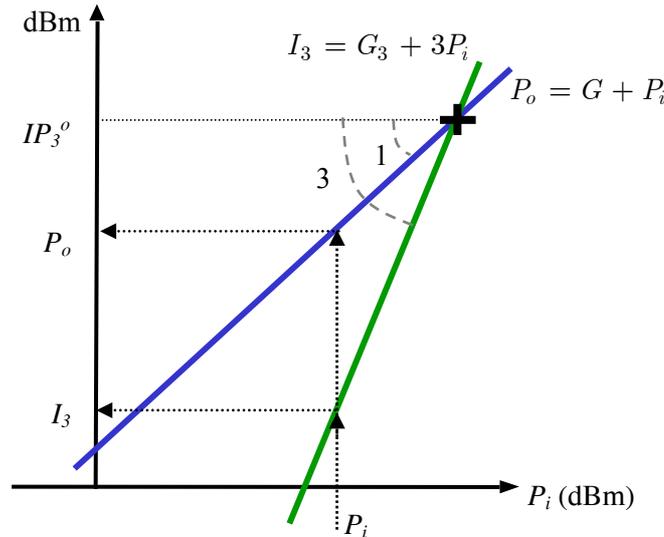


Figura 3-25. Relación entre potencia de salida lineal e intermodulación.

Relación de protección de intermodulación

Tal como se ha comentado, si la potencia de entrada crece, la potencia de intermodulación crece a mayor ritmo (con pendiente el orden de la intermodulación) que la potencia de señal útil. Por ello se hace necesario indicar de alguna forma la cantidad de potencia de intermodulación que puedo soportar. Para este menester se define la relación de protección para intermodulación¹⁰ como la distancia mínima que tiene que haber entre la potencia de salida y la potencia de intermodulación. Para orden 3, y utilizando las expresiones anteriores, se puede escribir

$$P_o - I_3 = 2(IP_3^o - P_o) \geq RP \quad (3-49)$$

Donde RP es la relación de protección.

Ejercicio: cálculos de intermodulación en cabeceras de TV

En algunos sistemas receptores de radiocomunicaciones, la especificación de intermodulación de un amplificador se suele dar de la siguiente forma:

“El amplificador, para su salida máxima de $120 \text{ dB}\mu$, tiene una relación señal a intermodulación de 56 dB ”

¿Cuál es el punto de intercepto?

Demuestre que se puede escribir $S/I = P_o - I_3 = S/I|_{\text{max}} + 2(P_{o,\text{max}} - P_o)$.

Solución:

Utilizando $I_3 = 3P_o - 2IP_3^o$ el punto de intercepto queda:

$$IP_3^o = (3P_o - I_3)/2 = P_o + 1/2(P_o - I_3)$$

Si $S/I|_{\text{max}} = P_{o,\text{max}} - I_{3,\text{max}} = 56 \text{ dB}$ y $P_{o,\text{max}} = 120 \text{ dB}\mu$, entonces

¹⁰ En ocasiones se impone una limitación la intermodulación diciendo sencillamente que no puede ser mayor que el ruido del sistema.

$$IP_3^o = P_{o,max} + 1/2(P_{o,max} - I_{3,max}) = P_{o,max} + 1/2 \cdot S/I|_{max} = 148 \text{dB}\mu$$

Por otro lado, sustituyendo este valor en la expresión (3-49), queda

$$P_o - I_3 = 2(IP_3^o - P_o) = 2(P_{o,max} + 1/2(P_{o,max} - I_{3,max}) - P_o) = (P_{o,max} - I_{3,max}) + 2(P_{o,max} - P_o) = S/I_{max} + 2(P_{o,max} - P_o).$$

Nota 1: se podría haber trabajado en dBm, obteniéndose el mismo resultado. El paso entre dBm y dBμ viene dado por

$$v(\mu V) \rightarrow 20 \log v \text{ dB}\mu \text{ (ó dBu)}$$

En dBm

$$p = \frac{v^2}{R} \rightarrow P(\text{dBw}) = 20 \log v(V) - 10 \log R = 20 \log v(\mu V) - 10 \log R - 120 \quad (3-50)$$

$$P(\text{dBm}) = P(\text{dBw}) + 30 = V(\text{dB}\mu) - 10 \log R - 90$$

Donde R es la resistencia a la que estén adaptados los dispositivos del receptor. Típicamente 75 ó 50 ohm. ■

3.2.4 Amplificadores: otros aspectos

Intermodulación de más de dos tonos

En algunos sistemas de radiocomunicación es necesario calcular también la intermodulación de tercer orden producida por la mezcla de varios canales. Como por ejemplo en un amplificador de televisión de banda ancha, donde se mezclan todos los canales a amplificar. En este caso la expresión que se suele utilizar, para N canales, es

$$S/I = S/I|_{max} + 2(P_{o,max} - 7.5 \log(N-1) - P_o), \quad (3-51)$$

donde S/I es la relación señal (P_o) a intermodulación.

Amplificación de una señal modulada

Las señales transmitidas en sistemas de radiocomunicación tienen una componente en fase y una componente en cuadratura. O dicho de otra forma, tienen información en la amplitud y/o en la fase. El ejemplo más claro de información en la amplitud lo tenemos en la modulación AM y el de fase en la modulación FM ó PM. A la hora de pasar por un elemento no lineal, como un amplificador, es importante estudiar el efecto sobre estas componentes (ver [11], pp. 35). En este apartado se estudia de una forma sencilla cuál es el efecto de esta no linealidad en términos de la distorsión en la amplitud y en la fase.

Utilizando el modelo polinómico ya usado anteriormente con entrada

$$A \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_1 t + \phi(t)) \quad (3-52)$$

En la prueba de un tono, tras filtrado, y utilizando los resultados en la ecuación (3-25), queda

$$\left[a_1 A x(t) + \frac{3}{4} a_3 A^3 x^3(t) \right] \cos(\omega_1 t + \phi(t)), \quad (3-53)$$

donde se observa que la fase no se ve afectada. En la práctica el modelo polinómico utilizado no es exacto, y sí hay distorsión en la fase. Pero esta distorsión es siempre sensiblemente menor que la introducida en la amplitud. Debido a este hecho, y cuando los amplificadores tengan que trabajar cerca de saturación para tener una alta eficiencia o rendimiento de potencia, se utilizan generalmente modulaciones con amplitud constante. Un ejemplo claro lo tenemos en GSM, donde la modulación es la GMSK y los terminales de mano, para ahorrar energía de la batería, tienen que tener un rendimiento de potencia alto.

Transmodulación ó modulación cruzada y desensibilización

La transmodulación o modulación cruzada [11] es el fenómeno por el cual una señal interferente más una señal útil a la entrada de un elemento no lineal da como resultado a la salida una señal modulada con señal moduladora la señal moduladora útil más la señal moduladora interferente. Utilizando el modelo polinómico ya usado, con entrada la suma de dos señales moduladas en amplitud

$$v_i = A(t) \cos(\omega_1 t) + B(t) \cdot \cos(\omega_2 t), \tag{3-54}$$

tras la amplificación el término lineal (armónico fundamental) queda

$$\begin{aligned} & \dots + \left[a_1 A(t) + a_3 \frac{A^3(t) + B^2(t)A(t)}{2} \right] \cos(\omega_1 t) + \\ & + \left[a_1 B(t) + a_3 \frac{B^3(t) + A^2(t)B(t)}{2} \right] \cos(\omega_2 t) + \dots \end{aligned} \tag{3-55}$$

donde se observa que la señal útil, por ejemplo la señal a ω_1 , tiene una modulación parásita debido a la señal a ω_2 . Este efecto tiene también una consecuencia en la sensibilidad. En un amplificador la parte lineal de la curva de potencia de salida versus potencia de entrada tiene mayor pendiente (o sensibilidad) que la zona cerca de saturación. La transmodulación hace que las potencias de trabajo sean mayores y que al trabajar más cerca de saturación perdamos en sensibilidad, hay una desensibilización [10].

Ensanchamiento del espectro

Si a la entrada de un elemento no lineal como un amplificador tenemos una señal modulada, ésta tendrá infinitas componentes espectrales que darán lugar a infinitos productos de intermodulación. En la Figura 3-26 se puede observar un esquema donde se representa este efecto.

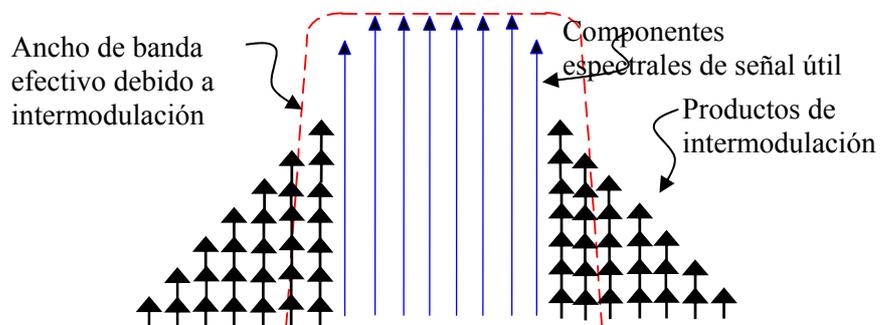


Figura 3-26. Componentes espectrales de intermodulación en torno a la señal útil.

En la práctica, habrá productos de intermodulación de orden 3, 5, ... que caigan dentro del ancho de banda útil –provocando distorsión– y otros que caigan justo en los bordes del canal

o ancho de banda. Estos últimos causan un ensanchamiento efectivo del ancho de banda, al aumentar el nivel de los lóbulos laterales. Este fenómeno se ilustra en la Figura 3-27 para una señal real cualquiera.

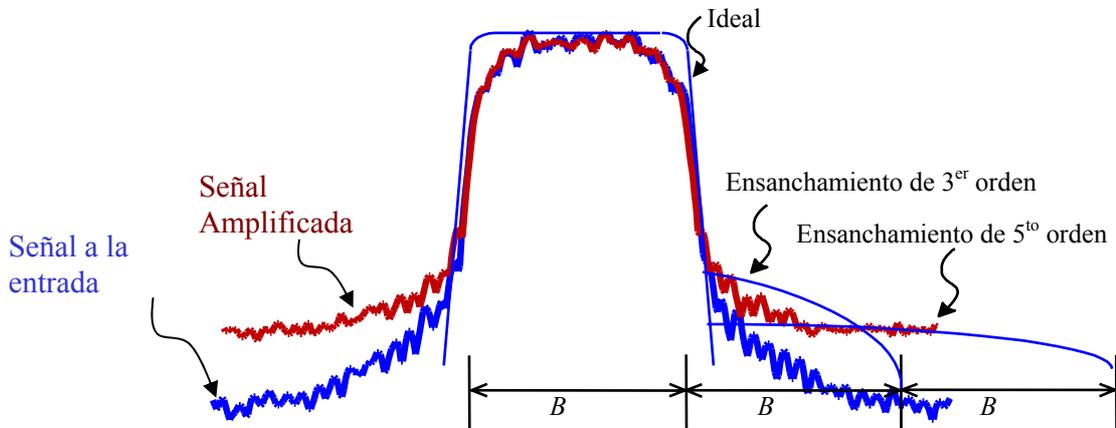


Figura 3-27. Ejemplo de aumento de ancho de banda debido a intermodulación. Las potencias están normalizadas a igual valor en la banda de paso.

3.2.5 Amplificadores en serie

En la práctica, a la hora de analizar una cadena de bloques no lineales en serie conviene sustituir dicha cadena por un solo bloque con ganancia e intermodulación las de la cadena. El cálculo e la ganancia es inmediato, pero el cálculo del punto de intercepto equivalente de toda la cadena no lo es. Aquí se plantea resolver este cálculo. En la Figura 3-28 se incluyen dos bloques en serie con sus ganancias de tensión y puntos de interceptos. Los puntos de intercepto están todos dados a la salida. Se representan en minúsculas, para denotar –como se ha hecho hasta ahora- que se trabaja en unidades naturales. También se incluyen las tensiones en unidades naturales y representadas por en cada punto de la cadena, se incluye la tensión debido a una amplificación lineal y debajo la tensión de intermodulación en cada punto.

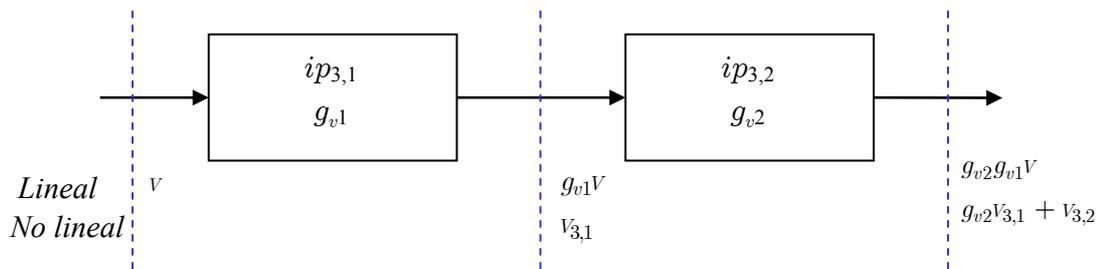


Figura 3-28. Amplificadores en serie.

La tensión de intermodulación a la salida será, de forma aproximada, la suma de la tensión de intermodulación generada por el primer bloque y amplificada por el segundo más la tensión de intermodulación que genera el segundo. Es de forma aproximada porque se desprecia la intermodulación que genera el segundo bloque debida a la tensión de intermodulación generada por el primero $V_{3,1}$. Queda:

$$v_{3,T} = g_{v2}v_{3,1} + v_{3,2} \quad (3-56)$$

Como se pretende calcular el producto de intermodulación total y se está trabajando en unidades naturales y en tensión en vez de potencia reescribámoslo en estos términos, de (3-47),

$$I_3 = 3P_o - 2IP_3^o \Rightarrow i_3 = \frac{p_o^3}{(ip_3^o)^2} \Rightarrow V_3 = \frac{V_o^3}{V_{ip3}^2}. \quad (3-57)$$

Donde V_3 es la tensión de intermodulación de tercer orden. Reescribimos (3-56) utilizando esta última expresión,

$$\frac{V_{o,2}^3}{V_{ip3,T}^2} = g_{v2} \frac{V_{o,1}^3}{V_{ip3,1}^2} + \frac{V_{o,2}^3}{V_{ip3,2}^2} \quad (3-58)$$

Y sustituimos el valor de tensión útil a la salida del bloque uno $V_{o,1}$ y del bloque dos $V_{o,2}$ en función de la tensión de entrada V ,

$$\frac{(g_{v2}g_{v1}V)^3}{V_{ip3,T}^2} = g_{v2} \frac{(g_{v1}V)^3}{V_{ip3,1}^2} + \frac{(g_{v2}g_{v1}V)^3}{V_{ip3,2}^2} \Rightarrow \frac{1}{V_{ip3,T}^2} = \frac{1}{g_{v2}^2 V_{ip3,1}^2} + \frac{1}{V_{ip3,2}^2}. \quad (3-59)$$

El resultado es una expresión que relaciona los puntos de intercepto a la salida y en tensión, sólo queda pasarlo a potencia:

$$\frac{1}{V_{ip3,T}^2} = \frac{1}{g_{v2}^2 V_{ip3,1}^2} + \frac{1}{V_{ip3,2}^2} \Rightarrow \frac{1}{ip_{3,T}^o} = \frac{1}{g_2 ip_{3,1}^o} + \frac{1}{ip_{3,2}^o}. \quad (3-60)$$

Para k bloques en serie se puede generalizar fácilmente este resultado a

$$\frac{1}{ip_{3,T}^o} = \frac{1}{g_2 \dots g_k ip_{3,1}^o} + \frac{1}{g_3 \dots g_k ip_{3,2}^o} + \dots + \frac{1}{ip_{3,k}^o}. \quad (3-61)$$

Nótese que esta expresión está en unidades naturales, y con los puntos de intercepto dados a la salida.

Cuestión: Dados 2 amplificadores en serie con igual ganancia y distintos IP3's, ¿Cuál interesa poner primero? Y si dados 2 amplificadores en serie con igual IP3i's y distintas ganancias nos pregunta cuál interesa poner primero.

Nota: La potencia de intermodulación crece con el cubo de la potencia de entrada, y ésta será siempre mayor a la entrada del segundo

3.2.6 Amplificadores: CAG

Dado que pueden llegar niveles de señales con un rango dinámico (rango de variación) muy alto y además con variaciones a lo largo del tiempo se hace necesario arbitrar la forma de que 1) la señal llegue al demodulador dentro de los niveles adecuados y 2) no haya fluctuaciones grandes en el nivel de señal a lo largo del tiempo. La solución pasa por introducir un controlador que controle las ganancias del receptor. A este esquema, representado en la Figura 3-29, se le conoce como control automático de potencia ó CAG. El bloque "detector CAG" preprocesa la señal cuyo nivel hay que controlar y también se filtra y amplifica. Esta señal es la entrada al bloque de control del CAG que decide qué ganancia total hace falta y cómo se distribuye entre los amplificadores del receptor. En general interesa repartir la ganancia de forma que el ruido (ver tema de ruido) y la intermodulación sean lo menor posible, evitando saturaciones. Además tendrá que tener en cuenta que el diseño del controlador sea estable y la respuesta sea rápida para poder seguir variaciones de los niveles de señal.

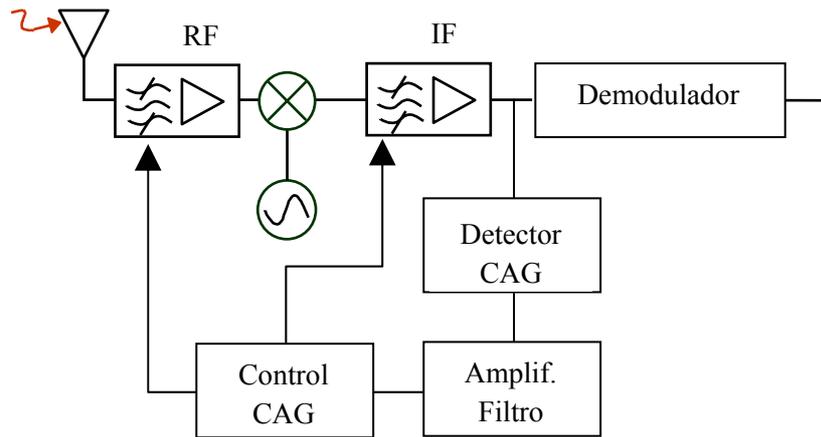


Figura 3-29. Control automático de potencia.

En el diseño de un CAG se fijan los niveles de señal de entrada que se quieren recibir y los de salida que se quieren dar al demodulador. Con esto podemos calcular las ganancias máximas y mínimas necesarias y calcular la variación de ganancia:

$$\Delta G = G_{mx} - G_{mn} = \Delta P_{rf} - \Delta P_o \quad (3-62)$$

Donde ΔP_{rf} es el margen de variación (rango dinámico) a la entrada y ΔP_o es el de la salida. En la Figura 3-30 se incluye un esquema con algunos valores de ejemplo.

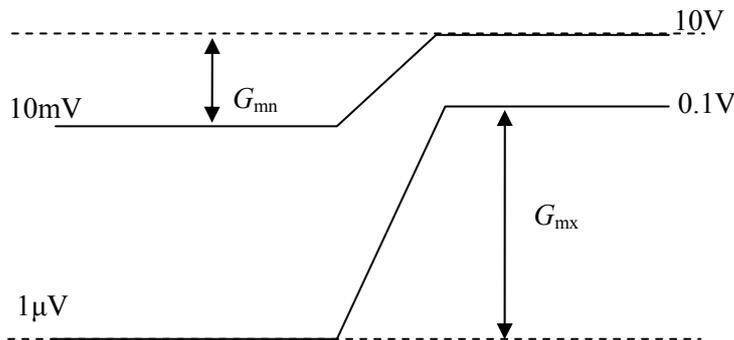


Figura 3-30. Ejemplo de rangos dinámicos a la entrada y salida de un CAG.

3.2.7 Amplificadores en Z

Los amplificadores en Z son amplificadores en serie conectados de forma que cada uno amplifica sólo una porción del espectro o canal. Son muy típicos en instalaciones de recepción de señal de TV. Utilizándose un amplificador por cada canal.

3.3 Osciladores y sintetizadores

Los osciladores sirven para modular y remodular y también para trasladar en frecuencia ya sea a una frecuencia mayor (conversor hacia arriba o up converter) o a una menor (conversor hacia abajo o down converter).



Figura 3-31. Símbolo del oscilador.

El esquema básico se incluye en la Figura 3-32 [11], donde se distinguen tres elementos:

- Dispositivo activo con ganancia de potencia.
- Red $H(j\omega)$ que fija la frecuencia (un armónico). Debe ser lo más estrecho posible: cristales de cuarzo
- Mecanismo que limite la amplitud. Generalmente está incluido en el dispositivo activo.

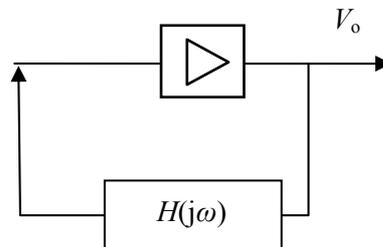


Figura 3-32. Esquema de un oscilador.

Al encender el oscilador el amplificador o elemento activo comienza a amplificar. En principio no hay señal a la entrada. Pero siempre hay un pequeño ruido. Se amplifica este ruido. El ruido amplificado va a la red de fase o filtro que se queda con una componente espectral. A la salida tenemos, idealmente, una sola raya espectral o tono. Este tono se realimenta al dispositivo activo, que lo amplifica y lo pasa al filtro. Así indefinidamente hasta que el elemento activo satura –este es el mecanismo que limita la amplitud- y no es capaz de dar mayor potencia. En este momento el oscilador se estabiliza.

Como se puede deducir del funcionamiento, la red que fija la frecuencia es fundamental. En la medida que el filtro se parezca a algo que sólo deje pasar una raya espectral el oscilador cumplirá mejor su cometido; el de dar a la salida un tono puro a la frecuencia deseada, fijada por la red de fase. Por ello se utilizan redes de fase que incluyan cristales de cuarzo, cuyo equivalente eléctrico es un filtro RLC con factor de calidad $Q=f/B$ (f frecuencia central o de oscilación y B ancho de banda) muy alto.

3.3.1 VCO

Del funcionamiento del oscilador se puede concluir que si somos capaces de controlar la frecuencia central de la red de fase tendríamos un oscilador con frecuencia de oscilación controlada. Esto se puede hacer mecánicamente, controlando el valor de alguna bobina o condensador de valor ajustable, o eléctricamente. En este último caso se le denomina oscilador controlado por tensión (VCO, voltaje controlled oscilador), ver Figura 3-33. De esta forma podríamos *sintetizar* cualquier frecuencia.



Figura 3-33. VCO.

Una forma de controlar esta frecuencia es introducir en la red de fase algún elemento cuyas propiedades eléctricas cambien con la tensión que se les aplique. Un elemento de estas características es el diodo varactor. El diodo varactor o varicap, ver Figura 3-34, tiene una capacidad que varía en función de la tensión en sus bornas según la expresión:

$$C(V) = \frac{k}{(V_d + V)^n}, \quad (3-63)$$

donde V_d , k y n son parámetros del diodo. Por último, decir que un VCO con red de fase basada en cristal de cuarzo se denomina VCXO (voltage-controlled crystal oscillator).

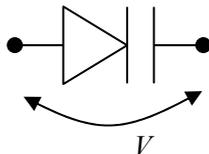


Figura 3-34. Diodo varactor.

3.3.2 Parámetros

Son parámetros típicos la frecuencia y margen de sintonía, la estabilidad (si la frecuencia de oscilación sufre desviaciones), potencias, armónicos y espurias¹¹, load pulling (variación con la carga a la salida), supply pushing (variación con la alimentación), deriva con temperatura y espectro de ruido (modelo de Leeson).

3.3.3 Parámetros

Los sintetizadores son osciladores que permiten generar una frecuencia determinada a partir de una señal de referencia. Generalmente se reserva este término para bloques que proporcionan a la salida un tono igual que el de entrada pero con su frecuencia multiplicada por un entero. Se suelen construir con PLL (Phase Locked Loop, Lazo de Fase Cerrada) basados en VCO.

3.4 Mezcladores

Un mezclador es un elemento necesario, junto con un oscilador, a la hora de modular/Demodular o subir/bajar en frecuencia. De ahí su importancia. Es, quizás, el elemento más complejo dentro de un sistema transmisor o receptor. Su funcionamiento se basa en aprovechar de forma beneficiosa el comportamiento no lineal de un dispositivo.



Figura 3-35. Símbolos de un mezclador.

El esquema de funcionamiento de un mezclador se puede observar en la Figura 3-36. La señal a modular/remodular o a subir/bajar en frecuencia, de aquí en adelante la señal de entrada, se suma a la señal de un oscilador local. La suma se introduce en un elemento no lineal, y se filtra una de sus frecuencias espurias, la mezcla de las frecuencias de entrada y la del oscilador.

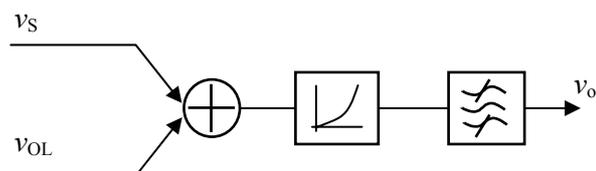


Figura 3-36. Esquema con el funcionamiento de un mezclador.

¹¹ Una **emisión espuria**, es cualquier frecuencia radio que se ha generado o transmitido de forma no deseada, especialmente en dispositivos que normalmente no crean otras frecuencias distintas de las de la señal útil. Un armónico o producto de Intermodulación fuera de la banda transmitida de interés se considera por tanto una emisión espuria.

Volviendo al modelo polinómico de una no linealidad, y teniendo como entrada del elemento no lineal la suma

$$v_i = v_S + v_{OL} = A_S \cos \omega_S t + A_{OL} \cos \omega_{OL} t, \quad (3-64)$$

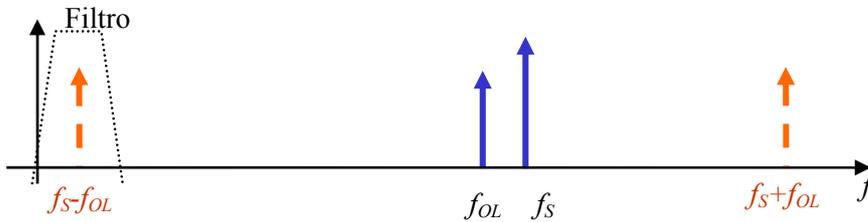


Figura 3-37. Mezcla de frecuencias en un mezclador.

A la salida tenemos, entre otros términos, los correspondientes al término cuadrático,

$$\begin{aligned} v_o &= \dots + a_2 (v_S + v_{OL})^2 + \dots = \dots + 2a_2 v_S v_{OL} + \dots = \\ &= \dots + 2a_2 A_S A_{OL} \cos \omega_S t \cos \omega_{OL} t + \dots = \\ &= \dots + a_2 A_S A_{OL} (\cos(\omega_S + \omega_{OL})t + \cos(\omega_S - \omega_{OL})t) + \dots \end{aligned} \quad (3-65)$$

Donde se observa que aparecen tanto una subida en frecuencia o modulación como una bajada en frecuencia o demodulación. Aparecen así todas las componentes de la forma $\pm \omega_S \pm \omega_{OL}$. La componente deseada se filtraría. En la Figura 3-37 se representan las frecuencias de entrada y de salida (estas últimas en discontinuo). En este caso sólo hay una componente por encima del oscilador local y aparecen las frecuencias $-\omega_S - \omega_{OL}$ y $+\omega_S + \omega_{OL}$.

Comentario: es importante ver que si f_S estuviese situada a la misma distancia, Δf , de f_{OL} que en la Figura 3-37 pero por abajo, las frecuencias que aparecerían a la salida del mezclador serían $-\omega_S + \omega_{OL}$ y $+\omega_S + \omega_{OL}$. Esto es, el tono se baja exactamente a la misma frecuencia que en el caso anterior. Si están presentes ambos tonos a la entrada, uno por encima y otro por debajo de f_{OL} a una distancia Δf , ambos aparecerían superpuestos en la frecuencia $f = \Delta f$. Se dice que uno es la frecuencia *imagen* de la otra.

La primera conclusión importante que se puede extraer es que en el diseño de un mezclador interesa que la no linealidad utilizada sea única y exclusivamente una no linealidad cuadrática. El resto de términos no harían sino añadir frecuencias espurias. El cuadrado de la suma de los dos tonos da el cuadrado de una, el cuadrado de otra y el producto de ambas. Este último término, el multiplicativo es el de interés. Así, en el polinomio que modelaría la no linealidad todos los a_i deberían ser cero a excepción del coeficiente a_2 . En este sentido, el FET –cuya intensidad de drenador depende cuadráticamente con la tensión entre puerta y fuente– es un buen candidato. Aunque hay osciladores realizados con una gran variedad de dispositivos, incluyendo diodos en vez de transistores.

Importante: Cuando un mezclador tiene una no linealidad cuadrática, se dice que el mezclador es lineal. Cuando esto ocurre el mezclador lo que hace es dar a la salida una versión de la entrada multiplicada por una ganancia (o pérdida) y subida/bajada en frecuencia. Esto es, se comporta como un bloque lineal sólo que traslada en frecuencia.

3.4.1 Especificaciones o parámetros de un mezclador

Las especificaciones de un mezclador son las siguientes:

- Frecuencia de funcionamiento del dispositivo. En general rangos de frecuencia posibles a las entradas.
- Ganancia, o pérdida, de conversión $g=p_o/p_i$ donde se ha utilizado la notación de la Figura 3-38. Si el mezclador lleva elementos activos (e.g. transistores) entonces tendrá una ganancia. Si por el contrario tiene elementos no lineales no activos (e.g. diodos) tendrá una pérdida de conversión
- Aislamiento entre puertas: p_i/p_{OL} , p_o/p_{OL} ó p_i/p_o
- Factor o figura de ruido $f=snr_i/snr_o$ (snr, relación señal a ruido).
- Impedancia y adaptación:
 - Z carga
 - Z entrada
 - Pérdidas de retorno:

$$20 \log |\Gamma| \quad \text{donde } \Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (3-66)$$

- Relación de onda estacionaria:

$$\text{ROE(VSWR)} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3-67)$$

- Margen dinámico: ó rango de potencias permitidas a las entradas.
- Punto de compresión de 1dB
- Punto de intercepto de tercer orden para determinar la distorsión por intermodulación de 3er orden. La intermodulación en un mezclador se define como las mezclas de dos tonos a la entrada con el oscilador local, de forma que se generan, en torno a la frecuencia de subida o bajada, la mezcla

$$(2f_1 - f_2) - f_{OL} \quad \text{y} \quad (2f_2 - f_1) - f_{OL} \quad (3-68)$$

- Distorsión por intermodulación de armónicos. Este parámetro es especialmente importante Porque nos describe la no linealidad del mezclador. Se suele expresar dando la potencia de intermodulación de orden m,n , $I_{m,n}$, correspondiente a la mezcla $\pm mf_i \pm nf_{OL}$ cuando a la entrada hay un tono de una potencia especificada y la potencia del oscilador local también está fijada a un valor dado. Generalmente se da la diferencia de $I_{m,n}$ respecto a la señal útil.
- Otros: distorsión por modulación cruzada, desensibilización,...

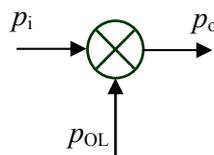


Figura 3-38. Potencias en un mezclador.

Ejercicio: consulte la hoja de característica de un mezclador comercial. Puede probar a buscar uno en la página de Analog Devices, www.analog.com. ■

3.4.2 Distorsión armónica

La intermodulación de tercer orden en un mezclador es la potencia que aparece a la salida, a las frecuencias en (3-68), cuando a la entrada hay dos tonos a frecuencias f_1, f_2 y, obviamente, tenemos una determinada potencia de oscilador local. En la distorsión armónica lo que se mide es la potencia a las frecuencias

$$\pm mf_i \pm nf_{OL} \quad (3-69)$$

cuando a la entrada tenemos un tono con una determinada potencia de entrada y el oscilador local dando un tono también de una potencia conocida. Se suele dar, por parte del fabricante, una tabla con el valor de esta potencia para distintos valores m, n indicando además la potencia de entrada y del oscilador local. Es más, lo que se suele dar es la atenuación armónica, que es la atenuación respecto a la salida deseada a frecuencia $\pm f_i \pm f_{OL}$. Esta información es útil para calcular la salida a estas frecuencias para otras potencias. En lo que sigue se va a analizar cómo calcular la potencia de estos armónicos cuando a la entrada hay otra potencia de entrada.

Supongamos que nos dan la atenuación armónica, $I_{m,n}$, para una determinada mezcla¹² $+mf_i - nf_{OL}$ cuando a la entrada tenemos una potencia P_i y una determinada potencia de salida del oscilador local P_{OL} . Y deseamos obtener la atenuación armónica para otra potencia de entrada P_i' .

Realizando cálculos similares a los realizados en (3-38)-(3-43), se llega a que la potencia de salida debida a la mezcla de estos armónicos es

$$I_{m,n} = mP_o + nP_{OL} + G_{m,n} \quad (3-70)$$

Nótese que (3-38)-(3-43) es un caso particular donde

$$I_3 = I_{m,n}, m = 2, n = 1, P_{OL} = P_o, G_3 = G_{m,n} \quad (3-71)$$

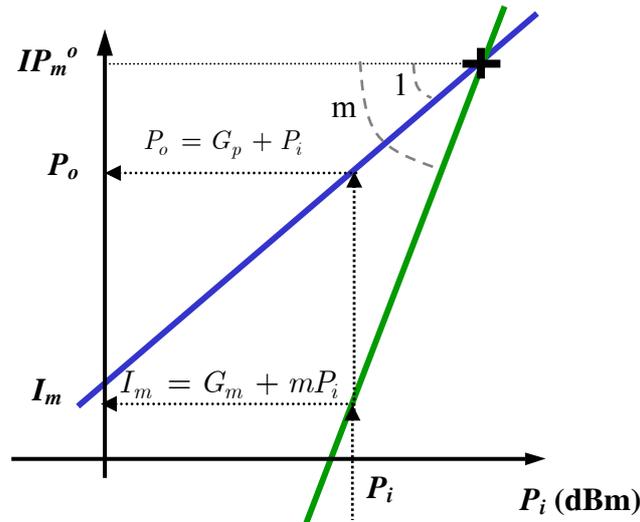
Si incluimos en el término independiente el debido a la potencia de oscilador local se puede escribir (3-70) como

$$I_m = mP_o + G_m \quad (3-72)$$

donde $G_m = nP_o + G_{m,n}$. Esta potencia se puede representar tal como se describe en la Figura 3-39. A partir de esta figura se deduce fácilmente, de forma análoga a la intermodulación de tercer orden, que

$$A_{m,n}(P_o) = P_o - I_{m,n} = (m - 1)(IP_{m,n}^o - P_o) \quad (3-73)$$

¹² Puede ser que la atenuación armónica para $mf_i - nf_{OL}$ sea la misma que para $mf_i + nf_{OL}$. Si no es así el fabricante aporta los dos valores. Por otra parte se asume, sin pérdida de generalidad que la frecuencia de entrada es mayor que la del oscilador local.

Figura 3-39. Potencia de salida para armónico m .

donde el punto de intersepto depende de la potencia del oscilador local. De aquí se puede deducir cuánto vale el punto de intersepto, y utilizarlo para calcular la atenuación armónica para cualquier valor de potencia de entrada (o salida, $P_o' = P_i' + G$):

$$A_{m,n}(P_o') = (m - 1)(IP_{m,n}^o - P_o') \quad (3-74)$$

3.4.3 Problemas en mezcladores

Para ilustrar los problemas que pueden surgir a la hora de utilizar un mezclador nos vamos a centrar en un receptor superheterodino. Queremos seleccionar un canal de una banda de radiofrecuencia (RF) que está situado en f_{RF} y bajarlo a frecuencia intermedia (FI), f_{FI} . Para ello sintonizamos la frecuencia del oscilador local (asumimos que está –siempre– por debajo de la de RF) de forma que quede a una distancia igual a la frecuencia intermedia. De esta forma el mezclador baja el canal de interés y lo centra en la frecuencia intermedia. Los problemas que nos podemos encontrar son los siguientes.

Señal en frecuencia imagen

La frecuencia imagen sale del propio proceso de mezcla. Es inherente al mismo. La gran pregunta cuya respuesta hace que entendamos por qué aparece la frecuencia imagen es la siguiente: ¿es la frecuencia f_{RF} lo único que bajamos a frecuencia intermedia?

La respuesta es la siguiente: si no filtramos convenientemente para quedarnos sólo con la banda de RF (siempre por encima de la frecuencia de oscilador local) aparece también en frecuencia intermedia la frecuencia imagen, la simétrica a la frecuencia de RF, f_{RF} , respecto de la frecuencia del oscilador local. Esto se discutió al describir el funcionamiento de un mezclador, al comienzo de este apartado. Nótese que a antena llega todo el espectro radioeléctrico y que en la frecuencia imagen puede haber cualquier señal de otros sistemas de radiocomunicación.

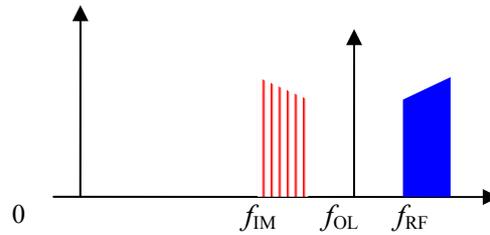


Figura 3-40. Banda de radiofrecuencia (sólido) y banda imagen (rayado).

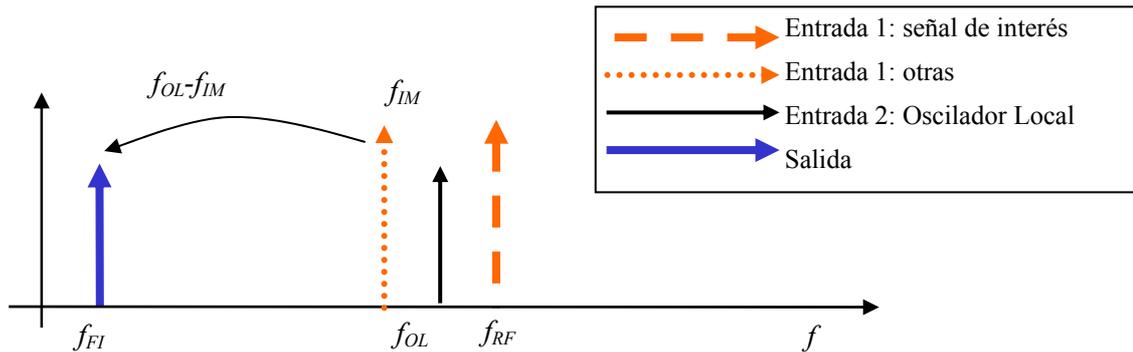


Figura 3-41. Problema, frecuencia intermedia.

Para evitar la frecuencia imagen hay que filtrar la banda de interés y luego con la frecuencia de oscilador local sintonizar el canal deseado para que baje a la frecuencia intermedia y quede centrado en dicha frecuencia. En la Figura 3-40 se representa la banda de radiofrecuencia y la banda imagen y en la

Señal en $f_{RF}/2$

Si el mezclador es no lineal, esto es no es un elemento que sólo multiplica las entradas, pueden aparecer a frecuencia intermedia una serie de productos de intermodulación no deseados. El primero de ellos es la mezcla $+2f_i - 1f_{OL}$, f_i es la frecuencia de la señal de entrada, cuando a la entrada tenemos una señal a frecuencia la mitad de la frecuencia de interés f_{RF} . Obviamente esto se resuelve filtrando en RF para quedarnos sólo con la banda de interés y eliminando así esta frecuencia. Pero también se elimina si el mezclador es lineal.

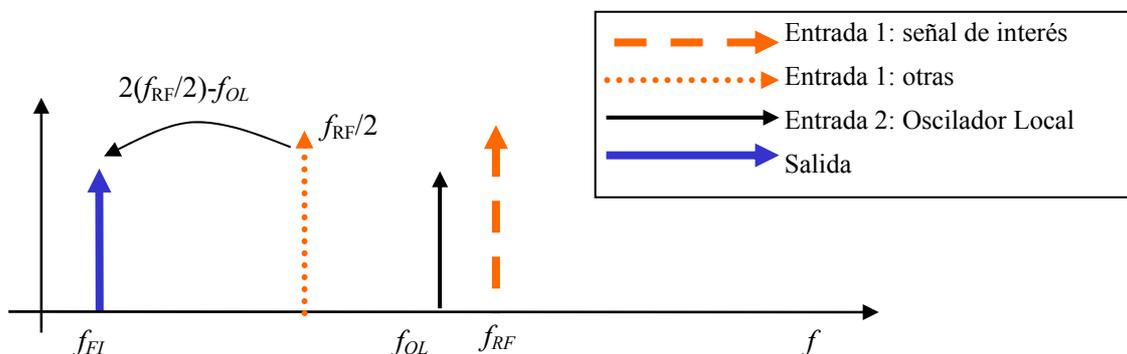


Figura 3-42. Problema en un mezclador con la frecuencia $f_{RF}/2$.

Señal en $f_{IM}/2$

Por el mismo motivo que la frecuencia imagen aparece en FI, aparece por el efecto anterior la frecuencia $f_{FI}/2$. Esta frecuencia aparece debido a la mezcla $-2f_i + 1f_{OL}$.

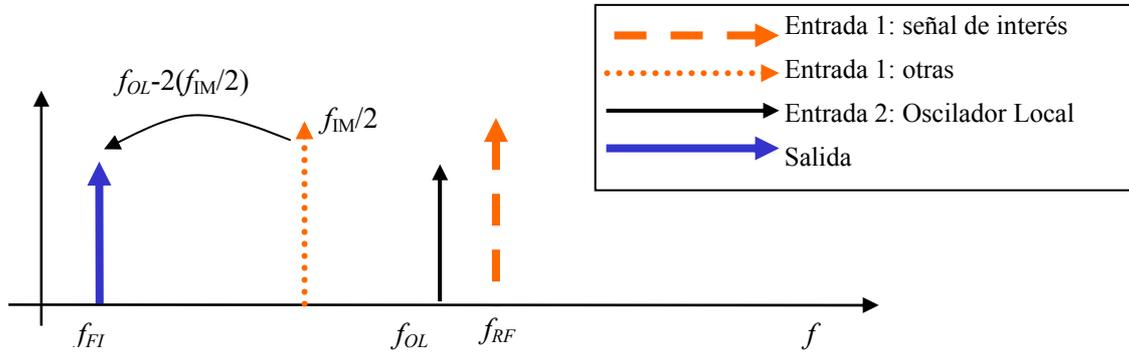


Figura 3-43. Problema en un mezclador con la frecuencia $f_{IM}/2$.

La solución, al igual que antes, pasa por tener un mezclador lineal y por filtrar en RF.

Señal en $f_{RF}+f_{OL}$

La causa puede ser, en este caso, doble. Por un lado puede deberse, al igual que antes, a Intermodulación. En este caso por la mezcla $+f_i - 2f_{OL}$. Y la solución es la misma, filtrar en RF y utilizar un mezclador lineal. Esto está esquematizado en la Figura 3-44.

Por otro lado, esta mezcla se puede reescribir como $+1f_i - 1(2f_{OL})$ donde lo que está dentro del paréntesis es una frecuencia de entrada. En este caso el problema es que el oscilador local tenga un armónico de segundo orden importante y este armónico se mezcle con la señal $f_{RF}+f_{OL}$, ver Figura 3-45. La solución en este caso es filtrar en RF y exigir un oscilador local puro, sin armónicos. Nótese que en este caso el mezclador da igual que sea no lineal, puesto que la mezcla que da problemas es la de interés, la del término lineal (término multiplicativo).

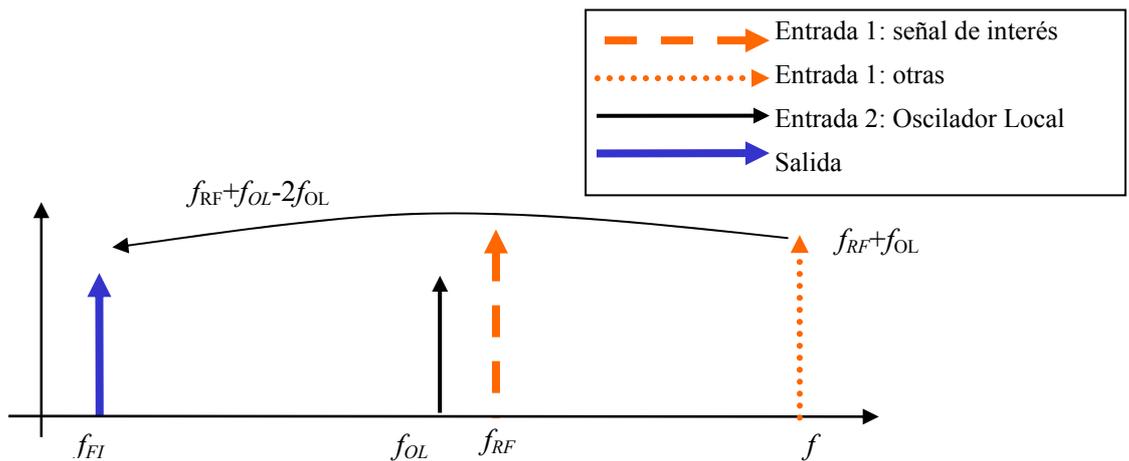


Figura 3-44. Problema en un mezclador: Intermodulación de $f_{RF}+f_{OL}$ y f_{OL} .

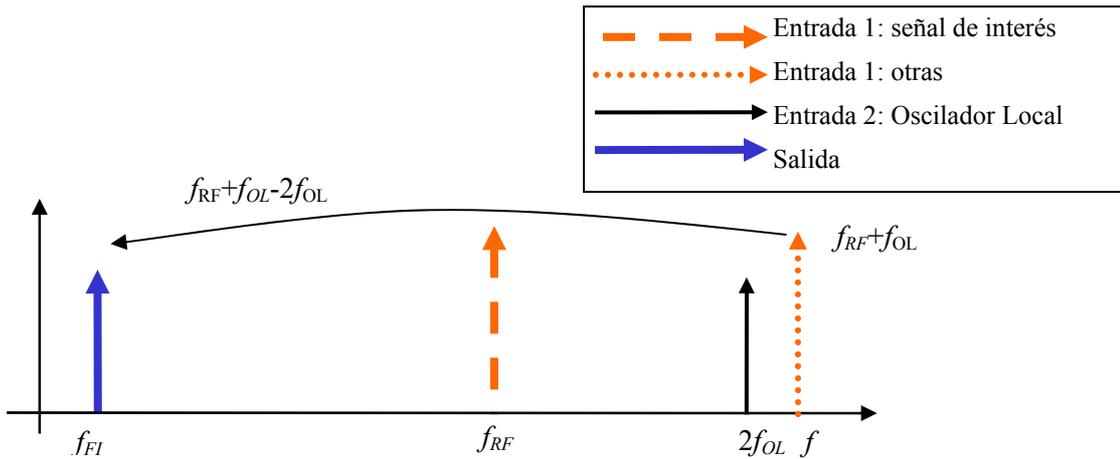
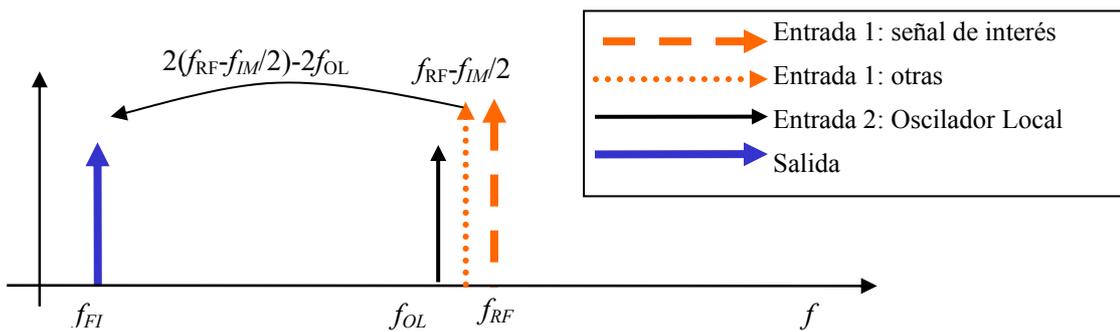


Figura 3-45. Problema en un mezclador: mezcla de $f_{RF} + f_{OL}$ y un armónico del oscilador local.

Señal en $f_{RF} - f_{FI}/2$

La gran diferencia de esta frecuencia es que está muy cerca de la banda de radiofrecuencia (o dentro) y no se puede filtrar. Por otro lado la causa, al igual que antes, puede ser doble. Por un lado puede deberse a intermodulación. En este caso por la mezcla $+2f_i - 2f_{OL}$, ver Figura 3-46. Y la única solución es utilizar un mezclador lineal, que no de lugar a esta mezcla.

Por otro lado, esta mezcla se puede reescribir como $+2f_i - 1(2f_{OL})$. En este caso el problema es que el oscilador local tenga un segundo armónico con potencia importante. La solución para evitar este problema es utilizar un mezclador lineal para evitar que se mezcle $+2f_i$ y un oscilador local sin armónicos.



• Figura 3-46. Problema en un mezclador: Intermodulación de $f_{RF} - f_{IM}/2$ y f_{OL} .

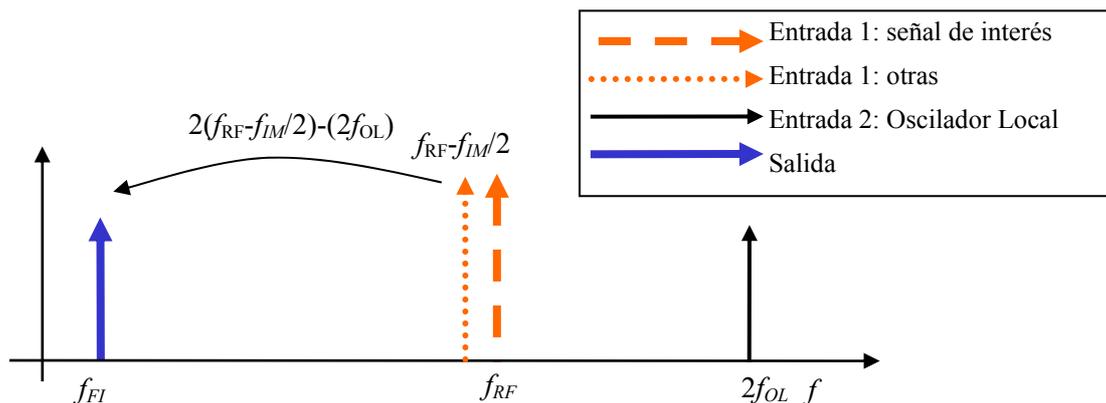


Figura 3-47. Problema en un mezclador: Intermodulación de $f_{RF} + f_{IM}/2$ y un armónico del oscilador local.

Señal en f_{FI}

Imaginemos que el mezclador, aparte de sacar la mezcla de la señales de entrada, sacase a la salida una versión amplificada o atenuada de la entrada, tal cual. Esto es, que la no linealidad tuviese un término lineal fuerte (coeficiente a_1 alto en el polinomio de Maclaurin). En esta situación el mezclador cogería lo que hubiese en la zona del espectro en torno a la frecuencia intermedia y lo pone a la salida, como resultado de la mezcla $+1 \cdot f_i - 0 \cdot f_{OL}$. Ver Figura 3-48.

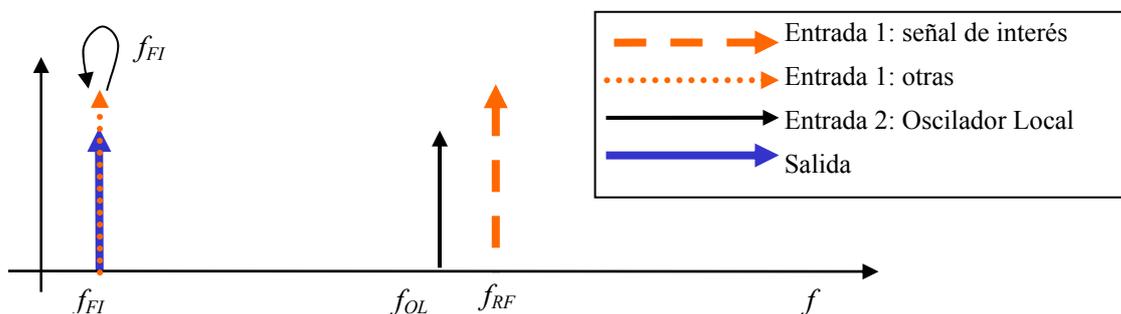


Figura 3-48. Problema en un mezclador con la frecuencia intermedia.

La solución pasa por tener un mezclador lineal (sólo término multiplicativo) y por filtrar en RF.

3.5 Moduladores y Demoduladores

La *modulación* es el proceso de codificar información de un mensaje de forma apropiada para transmitirla. Lleva asociada la conversión de una señal en banda base a una señal paso de banda a frecuencias que son muy altas comparada con las frecuencias en banda base. La señal en banda base se denomina señal *moduladora*. La señal banda de paso se denomina señal *modulada*. La modulación se puede hacer de la

- Amplitud
- Fase, ó
- Frecuencia

de una portadora de alta frecuencia de acuerdo a la amplitud de la moduladora.

La demodulación es la operación inversa: extraer de la señal paso de banda el mensaje.

En la modulación *analógica* la entrada es una señal continua. Es una modulación presente en el diseño de sistemas de pasadas generaciones. Hoy día no se incluye en la definición de ningún estándar de comunicaciones. Aún así, todavía son muchos los sistemas que los utilizan. Entre estos destacamos la radiodifusión (audio y televisión) y algunos sistemas de comunicaciones móviles privados. En todo caso es un sistema de modulación cuya utilización se extinguirá en la próxima década.

En la modulación *digital* la entrada es una secuencia de símbolos o pulsos en formato digital. Está presente en muchos sistemas actuales, y en todos los futuros, de radiocomunicación. Entre ellos los nuevos estándares de radiodifusión para audio (DAB) y para televisión (VDB –TDT en España-), los actuales sistemas de comunicaciones móviles (GSM, UMTS, IS-95, ...), etc.

La modulación es una tarea difícil dado que el canal de modulación es hostil: limitación en banda, variaciones de niveles de llegada, interferencia entre símbolos (ISI), ruido, intermodulación,...

El objetivo de un esquema de modulación es transportar la señal mensaje a través del canal radio con la mayor calidad ocupando el menor espectro radio (RF) posible.

3.5.1 Modulación en Amplitud

AM en general ocupa menos ancho de banda que los sistemas FM. El ancho de banda de la señal modulada es el de la señal moduladora. La modulación es sensible a cambios en la amplitud de la señal: el ruido atmosférico o cualquier ruido impulsivo causa rápidas fluctuaciones en la amplitud y hay fluctuaciones en los niveles de señal recibidos debido a desvanecimientos rápidos en el canal. Otro inconveniente es que se ve muy afectada por la distorsión en elementos no lineales. Por otro lado es una modulación muy sencilla, que permite construir moduladores y demoduladores simples. La modulación es lineal, porque –dejando al margen que se añade una portadora de referencia- todo lo que se hace en el modulador es subir en frecuencia y en el demodulador se baja. Nótese que aquí la traslación en frecuencia se considera lineal mientras la señal resultante sea sólo una versión amplificada o atenuada de la entrada, eso sí, situada a otra frecuencia central.

Modulación

En AM, la señal modulada es

$$v_{AM}(t) = V_c [1 + km(t)] \cos(\omega_c t), \quad (3-75)$$

donde $m(t)$ es la señal moduladora de ancho de banda B , k es la sensibilidad de amplitud o profundidad de modulación y $v_c(t) = V_c \cos(\omega_c t)$ es la portadora. Para una señal moduladora igual a un tono de amplitud V , se define el índice de modulación como $\mu = kV$. En la Figura 3-49 se incluye un esquema completo de la modulación, y en la Figura 3-50 un ejemplo.

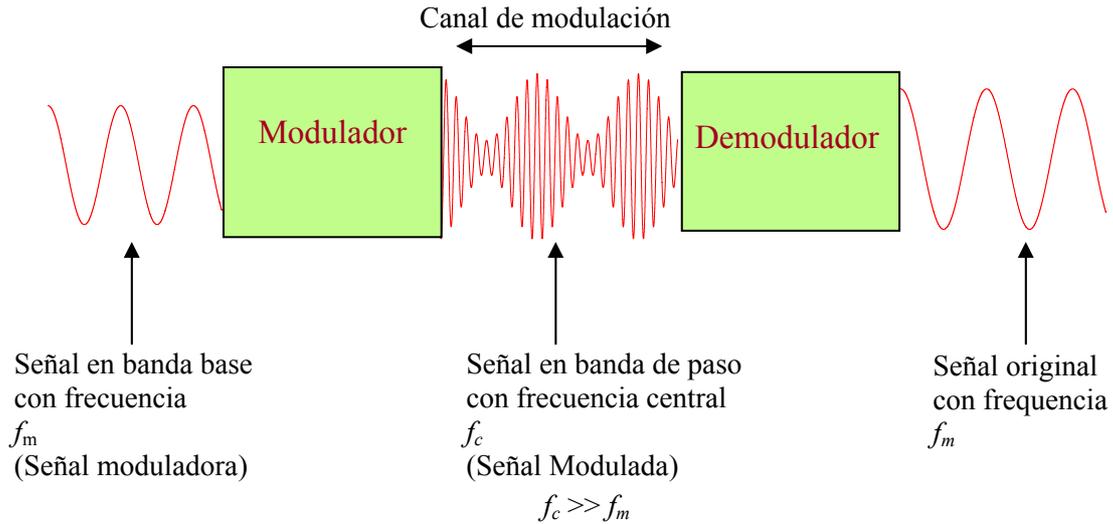


Figura 3-49. Modulación AM.

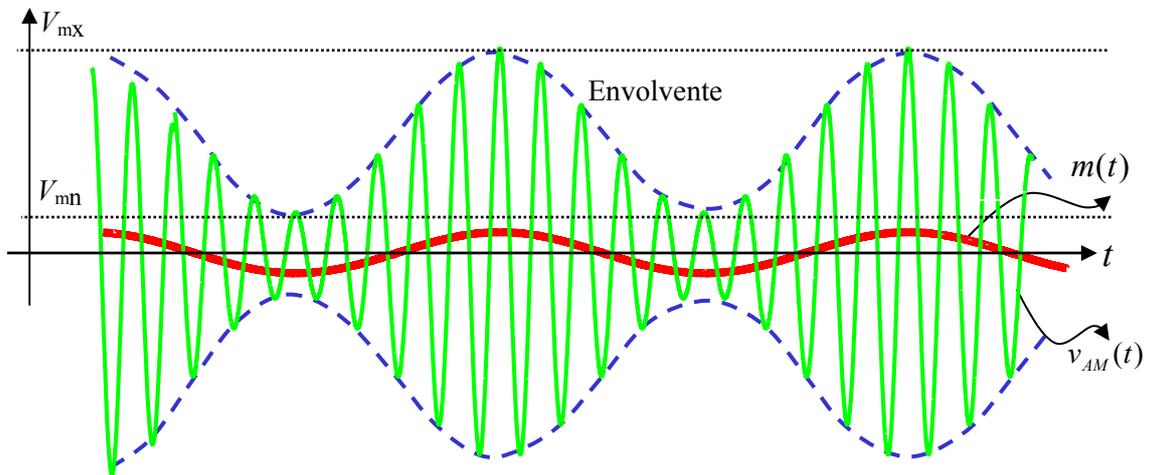


Figura 3-50. Ejemplo de modulación de una señal $m(t)$.

Para una demodulación sencilla que consista en una mera detección de la envolvente (línea discontinua en la Figura 3-50) hay que añadir a la señal moduladora trasladada en frecuencia la propia portadora. Esto es, un tono en la frecuencia central. Para que la envolvente sea la señal moduladora se tiene que cumplir

$$\begin{cases} V_{mn} > 0 \Rightarrow 1 + km(t) > 0 \Rightarrow |km(t)| < 1 \\ B \ll f_c \end{cases} \quad (3-76)$$

La desventaja que tiene esto es que el rendimiento de potencia es pobre. De forma que si no se diseña bien el índice de modulación tenemos un pobre rendimiento de potencia. Se puede demostrar [12] que para una señal moduladora igual a un tono $m(t) = \cos(\omega_m t)$ este rendimiento es

$$\eta = \frac{P_{v_{AM} - \text{sin portadora}}}{P_{v_{AM}}} = \frac{k^2}{k^2 + 2} = \frac{\mu^2}{\mu^2 + 2} \quad (3-77)$$

Donde es fácil comprobar que en el mejor de los casos el rendimiento es del 33%.

Demoduladores

Mientras que la modulación tiene que basarse en un mezclador o similar y un oscilador local, la demodulación puede realizarse de forma más sencilla con un detector de envolvente como el de la Figura 3-51. La idea detrás del detector de envolvente es muy sencilla. En cada periodo de la señal modulada, la entrada, el diodo sólo conduce en la mitad positiva del ciclo o periodo. Durante este tiempo el condensador se carga. En la parte negativa del ciclo no pasa corriente y el condensador se descarga en la resistencia.

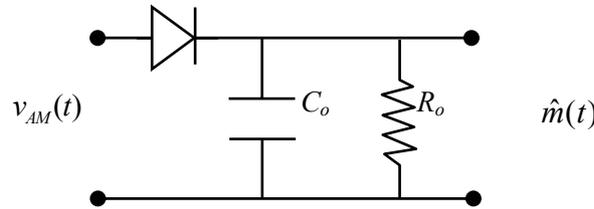


Figura 3-51. Detector de envolvente.

Los valores del condensador y de la resistencia tienen que asegurar que ni el condensador se descargue muy lentamente ni muy rápidamente.

Variantes de AM

El rendimiento de potencia de AM se puede mejorar suprimiendo la portadora. Tenemos así DBL-PS (doble banda lateral-portadora suprimida, en inglés DSB-SC). Es más, como se transmite una señal simétrica respecto a la frecuencia central, se puede enviar sólo una banda, es la variante BLU (banda lateral única, en inglés SSB). De esta forma se ahorra ancho de banda. El inconveniente en ambas es que los demoduladores se complican. Puesto que en ambos casos hay que recuperar la portadora. Y ya no es válido utilizar un simple detector de envolvente. Hay que utilizar un mezclador, como el doblemente balanceado a diodos. En el caso de BLU hay, además, que filtrar para eliminar la mitad de la banda. Esto se facilita en voz, donde en los primeros 300 Hz no se transmite nada.

3.5.2 Modulación en Ángulo

La modulación de ángulo es inmune a cambios y distorsiones en en amplitud debidas, lo que la hace una modulación muy robusta. Además, permite mejorar la relación señal a ruido a la salida del demodulador a base de transmitir un mayor o menor ancho de banda. En AM la única solución es transmitir mayor potencia. De forma que en FM la relación entre la calidad o relación señal a ruido y la potencia transmitida es no lineal. Ya que FM es una modulación no lineal. La señal modulada no es una versión amplificada o atenuada y trasladada en frecuencia de la señal moduladora. Estas características la hacen además muy robustas a interferencia cocanal (efecto de captura).

En esta modulación el ángulo de la portadora $\Phi(t)$ varía de acuerdo a la amplitud de la señal moduladora. Tenemos dos clases de técnicas de modulación de ángulo: modulación en frecuencia donde la frecuencia de la portadora varía linealmente con la señal mensaje $m(t)$ y la modulación de fase donde la fase de la portadora varía linealmente con la señal mensaje $m(t)$.

Modulación PM

La señal modulada en fase obedece a la expresión

$$v_{PM}(t) = V_c \cos(\Phi(t)) = V_c \cos(\omega_c t + \theta(t)) \tag{3-78}$$

Donde la información, la señal moduladora $m(t)$, va en la fase $\theta(t)$:

$$v_{PM}(t) = V_c \cos[2\pi f_c t + k_\theta m(t)] \quad (3-79)$$

Esta modulación es equivalente a la modulación en frecuencia.

Modulación FM

La modulación en frecuencia se basa en introducir la información en la derivada de la fase:

$$2\pi f_c + 2\pi k_f m(t) \Rightarrow \Phi(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(x) dx \quad (3-80)$$

De forma que la señal modulada es

$$v_{FM}(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) = A_c \cos\left(2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(x) dx\right) \quad (3-81)$$

Donde k_f es la constante de desviación de frecuencia (KHz/V). Nótese que Una señal FM es una señal PM si se redefine la señal moduladora como

$$m'(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t m(x) dx \quad (3-82)$$

Si la señal moduladora es un tono:

$$v_{FM}(t) = V_c \cos\left(2\pi f_c t + \frac{k_f V_m}{f_m} \sin(2\pi f_m t)\right) \quad (3-83)$$

En la Figura 3-52 se puede observar una señal modulada en FM cuando la moduladora es un tono.

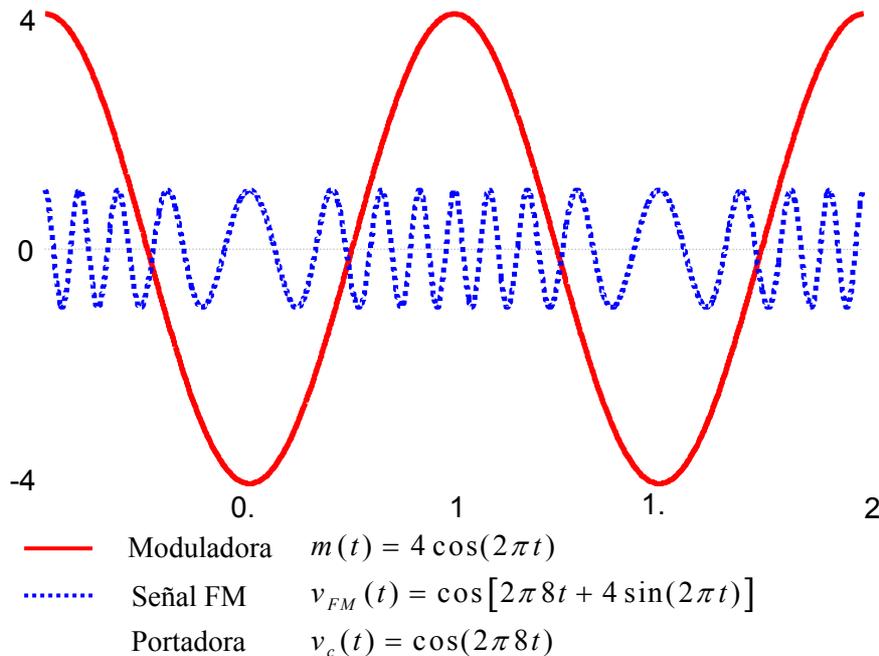


Figura 3-52. Ejemplo de señal FM.

La señal FM, para un tono a la entrada se puede escribir como

$$v_{FM}(t) = V_c \cos\left(2\pi f_c t - \frac{k_f V_m}{f_m} \sin(2\pi f_m t)\right) = V_c \cos(2\pi f_c t - \beta \sin(2\pi f_m t)). \quad (3-84)$$

Donde se ha definido el índice de modulación como

$$\beta = \frac{k_f V_m}{f_m} = \frac{\Delta f}{f_m}, \quad (3-85)$$

y a su vez f_m es el máximo ancho de banda de la señal moduladora (para un tono es su frecuencia), Δf es la desviación pico de frecuencia en el transmisor, β es la desviación pico de fase en el transmisor y V_m desviación pico de la señal moduladora (en un tono su tensión).

Un dato de suma importancia es el ancho de banda ocupado por una señal FM. Una señal FM tiene infinitas frecuencias. Pero el 98% de la potencia de señal se encuentra dentro del ancho de banda dado por la regla de Carson:

$$B = 2(\beta + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m). \quad (3-86)$$

En voz modulada en FM son típicas canalizaciones de 12.5, 20 y 25 KHz. Aunque pueden ser mayores.

Ejemplo: El sistema analógico de comunicaciones móviles AMPS utiliza FM con índice $\beta=3$ y $f_m=4$ kHz. Utilizando la regla de Carson: AMPS tiene 32kHz de ancho de banda.

Como circuito modulador, lo más inmediato es utilizar un VCO o un VCO a cristal (VCXO13). Ya que en estos dispositivos la señal de salida es un tono con su frecuencia controlada por la tensión de entrada, la señal moduladora en este caso.

Demoduladores

Los demoduladores de FM son más complejos que los de AM. Uno de los principios o técnicas utilizados en la demodulación es derivar la señal, para obtener en la amplitud una versión derivada de la fase. El proceso está descrito en la Figura 3-53.

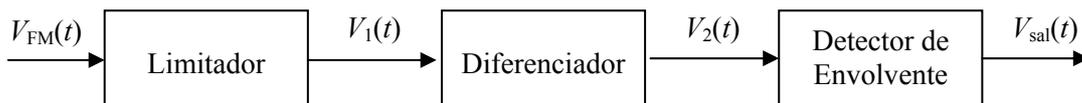


Figura 3-53. Demodulación en FM.

Las señales en cada punto, son las siguientes:

$$\begin{aligned}
 v_1(t) &= V_1 \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] = V_1 \cos\left[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int_{-\infty}^t m(x) dx\right] \\
 v_2(t) &= \frac{dv_1(t)}{dt} = -V_1 \left[2\pi f_c + \frac{d\theta}{dt}\right] \sin(2\pi f_c t + \theta(t)) \\
 v_{sal}(t) &= V_1 \left[2\pi f_c + \frac{d}{dt}\theta(t)\right] = V_1 2\pi f_c + V_1 2\pi k_f m(t)
 \end{aligned} \quad (3-87)$$

Donde el último término es proporcional a la señal moduladora. Un ejemplo de circuito que utiliza esta técnica es el discriminador de Fooster-Seeley [15], [11]. Otro circuito es el detector en cuadratura [15] en la Figura 3-54.

¹³ A veces se prefiere utilizar la notación XVCO.

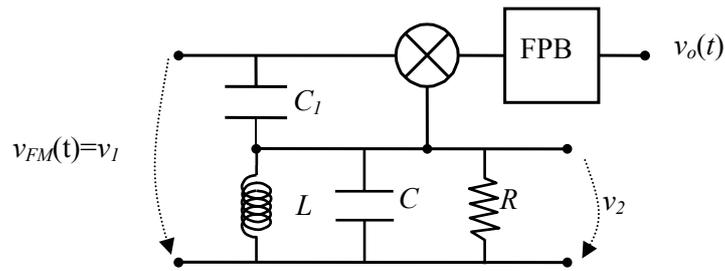


Figura 3-54. Detector en cuadratura para FM.

En el detector en cuadratura si la señal es de banda estrecha la frecuencia o pulsación se puede escribir como una desviación en torno a la frecuencia central $\omega = \omega_c + \Delta\omega$ y la señal de entrada como un sencillo tono

$$v_{FM}(t) = V_c \sin(\omega t) \quad (3-88)$$

La red de fase en la parte inferior genera una salida tal que multiplicada por la entrada nos da una mezcla en banda base que es aproximadamente

$$v_o(t) \approx \dots + \frac{1}{2} V_c^2 k \Delta\omega + \dots, \quad (3-89)$$

que es la que aparece a la salida tras un filtrado paso de baja.

3.6 Referencias

- [9] Krauss, H.L.; Bostian, C.W.; Raab, F.H. Solid state radio engineering. John Wiley, 1980.
- [10] Rohde, U.L., Bucher, T.T.N. Communications receivers. McGraw-Hill, 1988.
- [11] M. Sierra Pérez, Belén Galocha Iragüen, José Luis Fernández Jambrina, Manuel Sierra Castañer. Electrónica de comunicaciones. Pearson-Prentice Hall, 2003.
- [12] Haykin, S. An introduction to analog and digital communications. John Wiley & Sons 1989.
- [13] Qizheng Gu, RF System design of transceivers for wireless communications. Springer. 2005
- [14] http://www.stealthmicrowave.com/tech/mpd_future_pa_requirements.htm

3.7 Cuestiones

Cuestión 14.

Calcule, en un filtrado butterworth paso de banda de ancho de banda 4 MHz y orden 12, la atenuación a una frecuencia a 4 MHz de la central.

Cuestión 15.

Con un correcto diseño de las frecuencias de oscilador local, intermedia y radiofrecuencia en un receptor superheterodino, se consigue,

- 1) que la frecuencia imagen no alcance a la frecuencia intermedia en las frecuencias positivas sino que se baje sólo a las negativas.
- 2) que la frecuencia imagen se pueda filtrar bien en la etapa de frecuencia intermedia.
- 3) que la frecuencia imagen se pueda filtrar adecuadamente en la etapa de radiofrecuencia.

Seleccione la respuesta correcta.

Cuestión 16.

Si se quiere que los productos de intermodulación sean mínimos cuando se conectan dos amplificadores en cascada con igual punto de intercepción

- 1) Se colocará primero el de menor ganancia
- 2) Se colocará primero el de mayor ganancia
- 3) El orden es indiferente, la intermodulación es la misma.

Seleccione la respuesta correcta.

Cuestión 17.

Suponga que se tiene un amplificador cuya ganancia lineal es $G=5$ dB, y cuyo punto de intercepción de tercer orden a la salida, IP_3^o , es 15 dBm.

Represente para este amplificador, en dBm, la potencia de salida lineal P_o y la potencia de salida de distorsión de tercer orden I_3 frente a la potencia de entrada.

Obtenga la expresión para I_3 en función de P_o e IP_3^o .

Cuestión 18.

En un amplificador

- 1) la prueba de un tono se hace para obtener la relación potencia de salida versus potencia de entrada en la zona lineal, para la zona no lineal se utiliza la prueba de dos tonos.
- 2) la prueba de dos tonos sirve para calcular la curva de potencia de salida versus potencia de entrada en la zona lineal, para la zona no lineal se utiliza la prueba de un tono.
- 3) la prueba de dos tonos permite conocer, en función de la potencia de entrada, la potencia de nuevas frecuencias que aparecen a la salida distintas de las frecuencias de entrada.

Seleccione la respuesta correcta.

Cuestión 19.

Un mezclador traslada en frecuencia, hacia arriba o hacia abajo, la señal de entrada,

- 1) introduce una ganancia o pérdida de conversión, y no introduce intermodulación porque es lineal.

2) introduce una ganancia o pérdida de conversión, e introduce intermodulación en la medida que la no linealidad del dispositivo no sea cuadrática.

Seleccione la respuesta correcta.

Capítulo 4. Ruido

4.1 Introducción

El ruido es un elemento esencial a tener en cuenta en el diseño de sistemas de radiocomunicación. En la Figura 2-1 se ha representado el sistema completo, con el sistema transmisor, el canal y el sistema receptor. En el transmisor los niveles de señal suelen estar muy por encima del ruido en el sistema, ya que en la etapa de modulación y conversión de frecuencia se trabaja con niveles altos y a antena se saca una señal amplificada por una etapa de alta potencia (PA, power amplifier). Por este motivo no es relevante el estudio del ruido en esta parte del sistema de radiocomunicación.

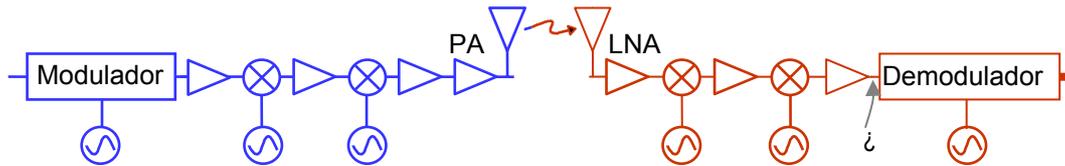


Figura 4-1. Adaptador de impedancia divisor capacitivo.

Sin embargo, en el receptor el nivel de señal es bajo, ya que se corresponde con el nivel de señal recibido. Por este motivo la magnitud de la señal recibida es la misma que la del ruido y hay que comprobar que éste no afecta a la señal. En general se exige que a la entrada del demodulador el nivel de señal esté un margen por encima del nivel de ruido. A este margen se le denomina relación señal a ruido mínima. Si se trabaja con señales analógicas se suele denotar esta relación por SNR (signal to noise ratio) ó S/N, si se trabaja con sistemas digitales bien se exige una relación entre la potencia de portadora y el ruido denotada por C/N (carrier to noise) o directamente una relación entre la energía de bit y la el nivel de la densidad espectral de potencia de ruido $W=E_b/N_0$ denominada también relación señal a ruido normalizada.

Se verá en este apartado que el ruido que llega al demodulador se puede considerar constante. Su nivel no fluctúa salvo por cambios en las condiciones climatológicas en el entorno del receptor o por envejecimiento de los dispositivos. De forma que si este nivel es constante, y una vez fijada la relación señal a ruido exigida, se puede calcular el nivel mínimo de señal que debe llegar para que el sistema funcione correctamente. Por otro lado, en ausencia de ruido el demodulador necesita un nivel mínimo de tensión a su entrada. El mayor de estos dos valores de tensión es la *sensibilidad*, denominada en algunos documentos sensibilidad máxima utilizable. En la práctica, el ruido presente en el receptor hace que el nivel necesario para que se cumpla la relación señal a ruido es mayor que el nivel mínimo de señal requerido. En este caso se suele hablar de sistemas limitados por ruido. En el caso en el que sea el nivel mínimo requerido la causa que limite el sistema, se habla de sistemas limitados en potencia. Un ejemplo de esto lo tenemos en sistemas de recepción de señales de radiodifusión terrestre. Los niveles de señal mínimo y relación señal a ruido se incluyen en la tabla Tabla 4-1 a modo de ejemplo.

	FM-radio	AM-TV	COFDM-TV	DAB
nivel de señal superior a	43 dB μ V	60 dB μ V	48 dB μ V	33dB μ V
relación portadora / ruido superior a	40 dB	45 dB	27 dB	20dB

Tabla 4-1. Valores mínimos de señal y de snr en tomas de usuario para TV y Radio terrestre.

donde se exige un nivel mínimo en las tomas de usuario (60 dB μ V para TV analógica y 48 dB μ V para digital) y una relación señal (potencia de portadora) a ruido (45 y 27 dB respectivamente).

En este tema se persigue describir las herramientas necesarias para poder calcular el nivel de ruido a la entrada en el denominador. Y poder calcular la sensibilidad. Se llegará a la

conclusión de que el ruido de los primeros bloques es prácticamente el ruido total del sistema. Por ello en los receptores de comunicaciones digitales se incluyen al comienzo amplificadores de bajo ruido (LNA, low noise amplifiers).

Asumiendo que tenemos sistemas limitados por ruido, se puede determinar el rango dinámico (o rango de valores permitidos a la entrada) como la diferencia entre el nivel superior y el nivel inferior que asegura que se cumple una calidad del servicio (QoS, Quality of Service). En la Figura 4-2 se representa la tasa de error de bit (BER) en función del nivel de señal. En este tema nos centraremos en el límite inferior, que viene impuesto por la relación señal a ruido. El límite superior viene dado por el nivel de intermodulación. En general, el que hace que se cumpla una determinada relación de protección para intermodulación. Aunque no es lo habitual, si la relación de protección no viene impuesta en el sistema existen varias opciones para fijar este límite superior. Por un lado se puede tomar el límite superior para una relación de protección igual a la SNR. Y por otro se puede optar por el valor máximo de entrada que hace que la intermodulación iguale la potencia de ruido.

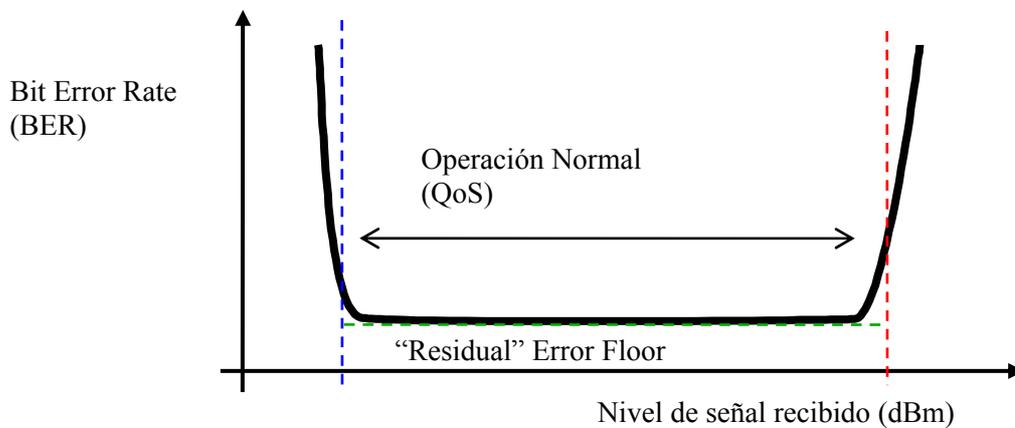


Figura 4-2. Rango dinámico de un receptor digital.

4.2 Ruidos

En este apartado se describirán los distintos tipos de ruido presentes en el sistema. Que serán el ruido térmico en dispositivos pasivos, el ruido en transistores y diodos, y el ruido en la antena.

4.2.1 Ruido térmico

Introducción

El ruido térmico, también denominado Johnson o Nyquist, es el originado por el movimiento browniano –aleatorio- de los electrones de un conductor. Los electrones se mueven aleatoriamente, en cualquier dirección y sentido. Y se mueven más a mayor temperatura, pues tienen mayor energía. El desplazamiento neto es cero, puesto que unos electrones se mueven para un lado pero otros se mueven para el lado contrario. Sin embargo sí hay un vaivén de energía que superpuesto a la señal de interés provoca una interferencia. En términos estadísticos la señal que se genera tiene una fdp (función de densidad de probabilidad) Gaussiana de media cero y varianza σ . Si el conductor está a baja temperatura los electrones no se mueven y la varianza es pequeña, indicando que la probabilidad de medir en un instante dado un tensión alejada de cero es muy baja. A medida que los electrones adquieren mayor energía esta probabilidad es mayor.

Así, el ruido térmico se modela como ruido aditivo blanco Gaussiano. Aditivo porque se suma a la señal de interés, Gaussiano porque esta fdp se ajusta a las estadísticas de este ruido,

y blanco porque el ruido que tengo en un instante no tiene nada que ver con el ruido que tendré en el instante siguiente. Esto hace que la densidad espectral de potencia (DEP) del ruido sea plana, ver Figura 4-3. El valor o altura de esta DEP se denota por N_0 . El ruido que tengamos en nuestro sistema será el contenido dentro del ancho de banda de interés. Si el sistema tiene una respuesta en frecuencia paso de banda ideal con ancho B entonces la potencia de ruido que tengo es

$$n = 2 \times KT / 2 \cdot B = kTB, \tag{4-1}$$

donde k es la constante de Boltzman y T es la temperatura a la que esté el conductor en grados Kelvin.

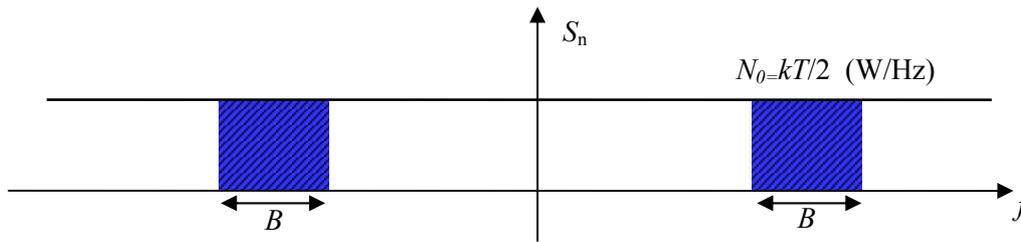


Figura 4-3. Densidad espectral de potencia para ruido térmico, con las bandas de interés marcadas.

Ruido en resistencias

Una vez descrito el fenómeno del ruido térmico, se pasa a describir el modelo eléctrico que lo caracteriza. En general, cualquier conductor con una resistencia R es un generador de ruido térmico. El equivalente eléctrico se muestra en la Figura 4-4 donde aparecen dos elementos, una resistencia que no genera ruido y un generador de tensión. Este generador no es uno al uso que nos da un nivel constante de tensión o un tono con una amplitud dada. Es un generador de tensión aleatoria, con valor medio cero y con una potencia que vamos a determinar.

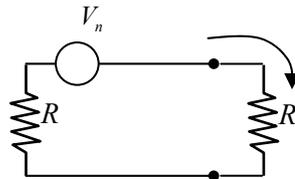


Figura 4-4. Circuito equivalente de una resistencia con ruido térmico.

Si conectamos la resistencia a otra de igual valor, para obtener máxima transferencia de potencia, la potencia que se entrega es

$$p_n = \left\langle \frac{V_n}{2} I_n \right\rangle = \left\langle \frac{V_n}{2} \frac{V_n}{2R} \right\rangle = \left\langle \frac{V_n^2}{4R} \right\rangle = kTB. \tag{4-2}$$

Donde se ha igualado al resultado obtenido en el anterior apartado, ver (4-1). De forma que la varianza o potencia del generador es

$$\langle V_n^2 \rangle = 4RkTB. \tag{4-3}$$

Nótese que se ha asumido que se está trabajando en un ancho de banda B . Por otro lado el operador $\langle \cdot \rangle$ indica esperanza matemática (promedio).

Utilizando este equivalente eléctrico se propone calcular el equivalente de dos resistencias en serie. En la Figura 4-5 se muestran los pasos a seguir. En primer lugar se sustituyen las resistencias por sus equivalentes. Y luego se sustituye este resultado por una sola resistencia de valor la suma de resistencias y un solo generador cuya potencia desconocemos. Esta potencia se puede calcular igualando la potencia de ruido de este nuevo equivalente con la generada por las dos resistencias. La potencia o varianza generada por las dos resistencias es la suma de las varianzas de ambas, ya que son independientes y $\langle V_{n,1} \cdot V_{n,2} \rangle = 0$.

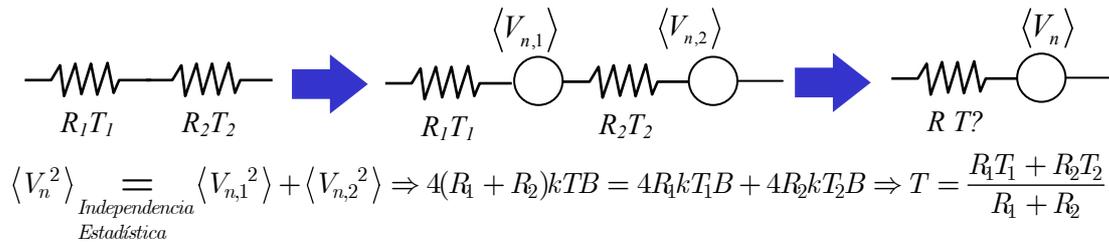


Figura 4-5. Ruido térmico en dos resistencias en serie.

Redes pasivas

Los elementos capacitivos e inductivos puros no causan ruido más allá de las resistencias parásitas que tengan. Así, en una red pasiva RLC (compuesta por resistencias, bobinas y condensadores) adaptada, la señal se atenúa y el ruido a la salida es el mismo que a la entrada porque la resistencia que se ve a la salida es la misma que se veía a la entrada. El resultado es que empeora la SNR en el valor de la atenuación

Ancho de banda equivalente de ruido

Se ha utilizado el producto kTB donde el ancho de banda se ha tomado el del sistema. En un receptor de radiocomunicaciones los sucesivos filtrados van siendo siempre más selectivos (bandas de paso más estrechas), hasta seleccionar el ancho de banda correspondiente al canal de interés. Por eso, en general –y por comodidad- este es el ancho de banda que se toma. Pero el filtrado total equivalente desde antena hasta demodulador no será un filtrado paso de banda ideal plano con caída infinita fuera del ancho de banda de interés B . Por este motivo se define, y te pueden facilitar para realizar unos cálculos más exactos, el ancho de banda equivalente de ruido.

El concepto de ancho de banda equivalente de ruido para un sistema es simple. Este ancho de banda es el de un filtro ideal -plano con caída infinita fuera del ancho de banda de interés- que dejase pasar la misma potencia de ruido que el sistema. Veamos este concepto desde la perspectiva de un ejemplo. Sea un sistema como el de la Figura 4-6 para el que se quiere calcular su ancho de banda equivalente de ruido.

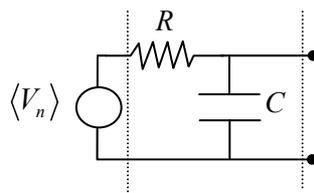


Figura 4-6. Ejemplo de sistema para el cálculo de su ancho de banda equivalente.

La respuesta en frecuencia el sistema es

$$H(f) = \frac{1}{1 + j\omega RC}, \quad (4-4)$$

La potencia a la salida sería la integral del producto de la DEP de la señal de entrada, el generador de ruido, y el cuadrado del módulo de la respuesta en frecuencia:

$$\begin{aligned} p_n &= \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 S_{ni}(f) df = \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + (2\pi RCf)^2} kT df \\ &= kT \left[\frac{1}{2\pi RC} \arctan(2\pi RCf) \right]_0^{\infty} = kT \frac{1}{2\pi RC} \pi / 2 = kTB_{RC} \pi / 2 \end{aligned} \quad (4-5)$$

Igualando a la potencia generada por una resistencia a temperatura T y ancho de banda B , este es el ancho de banda equivalente de ruido,

$$p_n = \left\langle \frac{V_n^2}{4R} \right\rangle = kTB \quad (4-6)$$

resulta

$$B = B_{RC} \pi / 2 \quad (4-7)$$

En general, se escribe

$$\langle V_n^2 \rangle = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f) df. \quad (4-8)$$

4.2.2 Ruido en antenas receptoras

La antena es básicamente un colector de potencia útil de ruido. En la Rec ITU-R P.372 se distinguen las siguientes fuentes de ruido:

- Ruido atmosférico debido a tormentas eléctricas.
- Radiación de maquinaria eléctrica, equipos eléctricos y electrónicos, motores,... (ruido artificial generado por el hombre).
- Emisiones de gases atmosféricos e hidrometeoros.
- Obstrucciones debido a la tierra u otras dentro del haz de la antena.
- Radiación de fuentes celestes (celestial radio sources).

El ruido de antena se modela como una resistencia a temperatura T_a de forma que si la antena entrega una potencia de ruido n_a entonces $n_a = kT_a B$. La temperatura de ruido de una antena se puede obtener de una gráfica, lo más habitual, o se puede calcular para unas condiciones particulares. En la Rec ITU-R P.372 puede encontrar una detallada descripción de las temperaturas de ruido esperables en distintas condiciones. En la Figura 4-7 y la Figura 4-8 se ha representando de forma aproximada los valores máximos y mínimos esperables. A partir de 1GHz la diferencia entre el máximo y el mínimo viene dado por el ángulo de elevación de la antena, para 90° tenemos el límite inferior y para 0° (apuntamiento al horizonte) tenemos el límite superior.

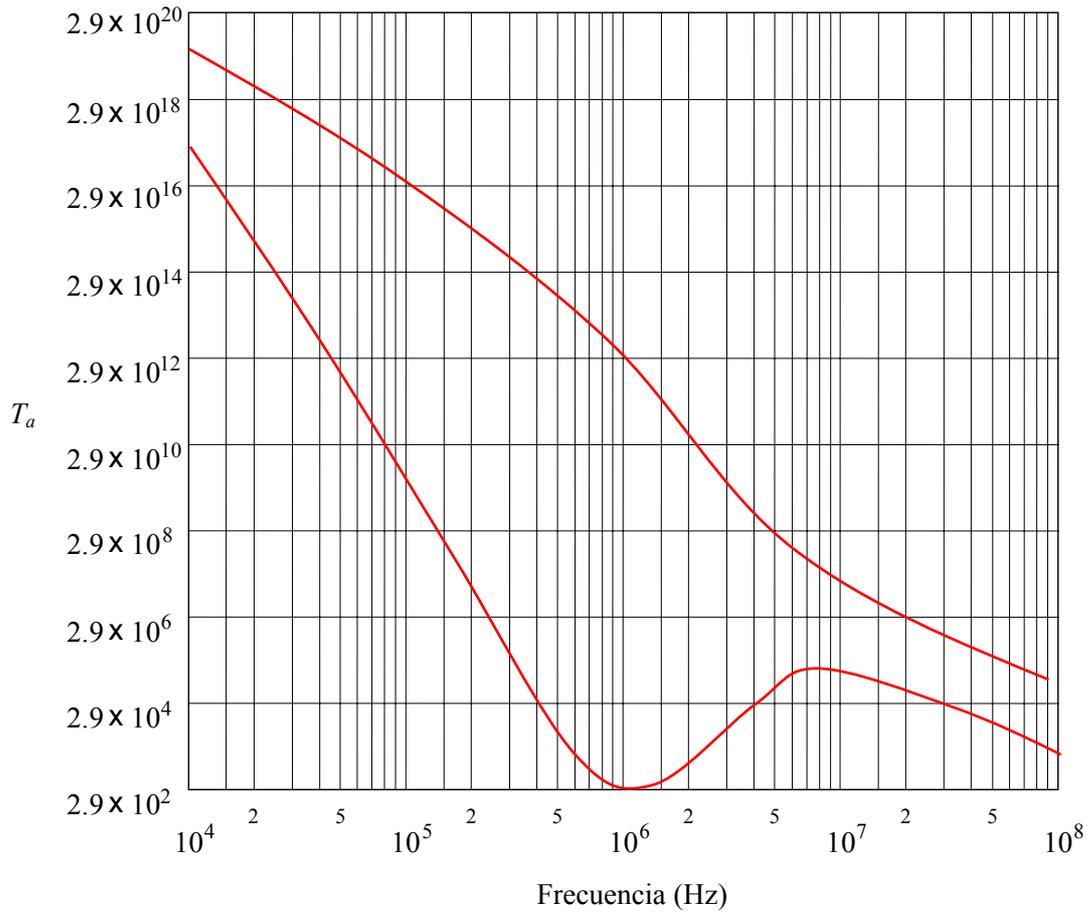


Figura 4-7. Temperatura de ruido de antena hasta 100 MHz.

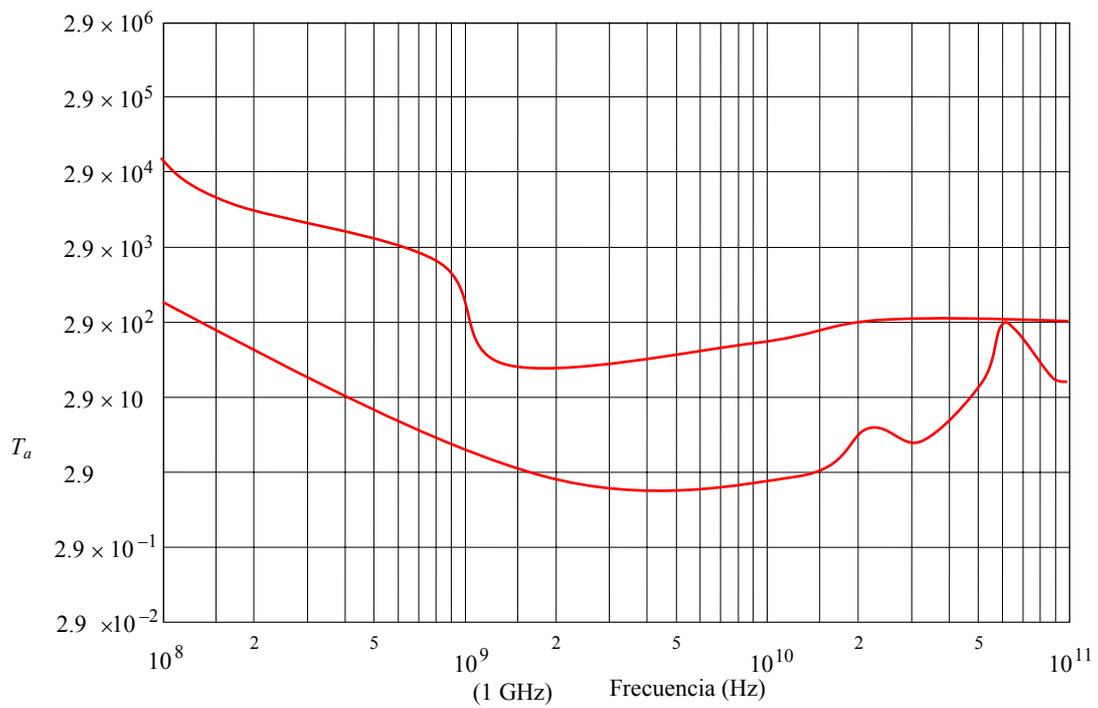


Figura 4-8. Temperatura de ruido de antena desde 100 MHz en adelante.

Importante: Se concluye también que para todos los sistemas de radiocomunicación terrenales¹⁴ operando en torno a 1GHz o en frecuencias superiores la temperatura de antena es 290°K, la temperatura ambiente.

4.2.3 Ruido en transistores y diodos

Ruido shot

Este ruido también se denomina ruido impulsivo o shottky. Está producido por los electrones que saltan la barrera de potencial en las uniones del transistor o diodo. Por eso es de naturaleza discreta. Es un ruido AWGN.

Ruido flicker

También se conoce como ruido rosa o ruido 1/f pues tiene una DEP que decrece con la frecuencia f con una relación $1/f$. Deja de ser importante a partir de 100 KHz. La naturaleza del ruido es bien incierta.

4.3 Temperatura y figura de ruido en un sistema receptor

No hay que olvidar que el objetivo principal de este tema es calcular el ruido a la entrada del demodulador. Una vez vistos los distintos ruidos presentes se pasa a describir parámetros que permitan de una forma sencilla y sistemática calcular este ruido. Estos parámetros, la temperatura de ruido equivalente (o efectiva) y la figura (o factor) de ruido, son característicos de cada bloque. El fabricante nos dará uno de estos parámetros que nos permitirán bien diseñar o analizar el receptor para asegurar que se cumplen las condiciones en cuanto a relación señal a ruido.

Se han descrito los ruidos presentes en los elementos que forman parte de un sistema receptor de radiocomunicación. Por sistema entenderemos el conjunto antena más receptor. Donde dentro de este último se incluyen¹⁵ cables de alimentación y demás elementos necesarios para conectar la antena al equipo receptor y todas las etapas de recepción hasta el demodulador, no incluido. En este tema se asume que hay adaptación de impedancias entre bloques consecutivos conectados. En la Figura 4-9 se muestra un esquema del sistema junto con su representación, a la derecha, en términos de ruido. Esta representación consiste en una impedancia o red de una puerta que sustituye a la antena más un cuadripolo o red de cuatro puertas, que sustituye al receptor.

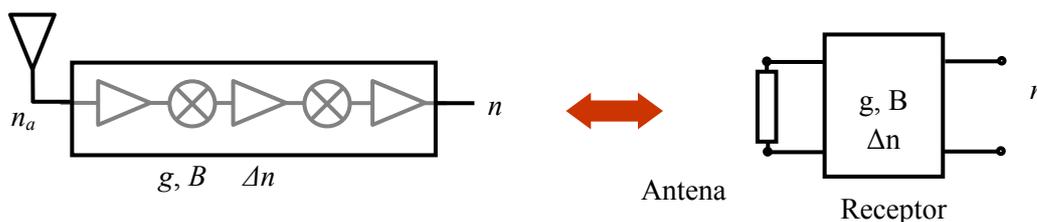


Figura 4-9. Definición de sistema receptor como antena+receptor.

Tal como se ha comentado, existen dos parámetros, la temperatura equivalente de ruido y el factor de ruido. Cada elemento del sistema receptor puede caracterizarse en términos de ruido con uno u otro parámetro. A la hora de calcular el ruido a la salida hay que decidir si se va a trabajar con temperaturas, o con factores de ruido. Es inmediato pasar de un parámetro a otro

¹⁴ Por terrenal se entiende cualquier sistema que no hace uso de un satélite como repetidor.

¹⁵ El circuito de antena y el mismo cable de alimentación o circuito de acoplo pueden no considerarse dentro del receptor. En este caso, y para estudiar el ruido, podría entenderse por antena el conjunto sistema radiante+cable de alimentación. Los resultados serían equivalentes.

y viceversa. Una vez conocido el parámetro de ruido de cada bloque, se calcula el ruido total. En lo que sigue se definirá primero el parámetro de temperatura equivalente de ruido para redes de dos puertas y para cuadripolos. Y luego se calculará el ruido producido al conectar ambos bloques, el ruido de un sistema receptor. Después se procederá de igual forma en términos del factor de ruido. Finalmente se establecerán las equivalencias entre ambos parámetros.

4.3.1 Temperatura equivalente de ruido

Ruido de una red de cuatro puertas ó cuadripolo: receptor

Un cuadripolo puede contener diversos elementos que, en ausencia de entrada, producen un determinado ruido a la salida Δn . Este es el ruido que se sumaría a la salida en presencia de una entrada cualquiera. La temperatura de ruido equivalente es la temperatura T_r a la que tendría que estar una impedancia situada a la entrada del cuadripolo para generar a la salida la misma potencia de ruido en un ancho de banda dado y supuesto el cuadripolo ideal sin ruido, ver Figura 4-10,

$$\Delta n = kT_r Bg \quad (4-9)$$

O de forma equivalente, despejando:

$$T_r = \frac{\Delta n}{kBg} \quad (4-10)$$

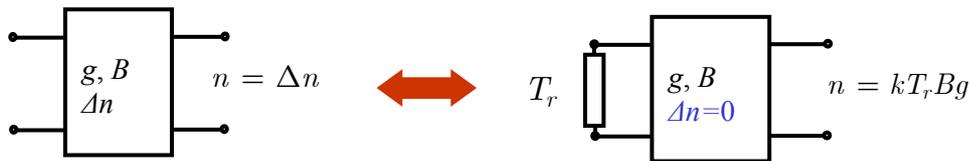


Figura 4-10. Temperatura equivalente de ruido de un cuadripolo.

Ruido de una red de una puerta: antena

Una red de una puerta que genere un ruido n dado se puede sustituir por una impedancia a una temperatura T_a tal que el ruido que genere sea el mismo:

$$T_a = \frac{n}{kB} \quad (4-11)$$

Esta es su temperatura efectiva de ruido.



Figura 4-11. Temperatura equivalente de ruido de una red de dos puertas.

Temperatura equivalente de ruido en una red de una puerta seguida de un cuadripolo: sistema receptor.

La temperatura equivalente de ruido de un sistema receptor compuesto por una red de una puerta seguida de un cuadripolo (ver Figura 4-11) es la temperatura, T_s , a la que tendría que estar una impedancia situada a la entrada para generar a la salida la misma potencia de ruido,

en un ancho de banda dado y supuesto el cuadripolo del sistema ideal sin ruido y que la red de dos puertas original tampoco introduce ruido.

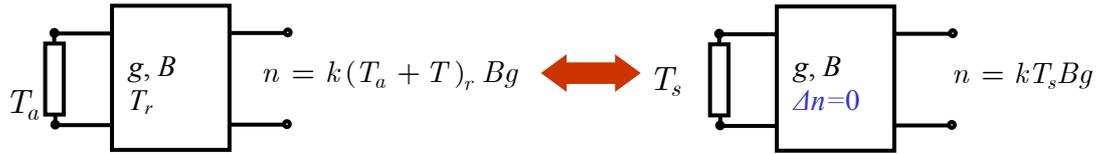


Figura 4-12. Temperatura equivalente de ruido de un cuadripolo.

Se puede concluir, es inmediato, que la temperatura equivalente de ruido del sistema es la suma de las temperaturas equivalentes de ruido de la red de una puerta (antena) y el cuadripolo (receptor):

$$T_s = T_a + T_r = \frac{n}{kBg}. \quad (4-12)$$

4.3.2 Figura de ruido

Figura de ruido de un cuadripolo (receptor)

La figura de ruido está definida para cuadripolos. Aunque se adapta su definición a redes de dos puertas. La figura de ruido no es más que la relación que hay entre la relación señal a ruido a la entrada y la relación señal a ruido a la salida cuando el ruido a la entrada es el equivalente al generado por una impedancia a temperatura ambiente (17°C, 290°K). Dado un cuadripolo de ganancia g y ancho de banda equivalente de ruido B , con una relación señal a ruido a la entrada

$$snr_i = \frac{s_i}{n_i}, \quad (4-13)$$

y una relación señal a ruido a la salida,

$$snr_o = \frac{s_o}{n_o} = \frac{gs_i}{gn_i + \Delta n}, \quad (4-14)$$

donde Δn es el incremento de ruido que introduce el cuadripolo, la figura de ruido queda:

$$f_r = \frac{snr_i}{snr_o} = \frac{s_i}{n_i} \cdot \frac{gn_i + \Delta n}{gs_i} = 1 + \frac{\Delta n}{gn_i}. \quad (4-15)$$

Para calcular la relación con la temperatura equivalente de ruido despejamos Δn , sustituimos el valor del ruido a la entrada tal como indica la definición,

$$\Delta n = n_i(f_r - 1)g = kT_0B(f_r - 1)g. \quad (4-16)$$

y comparamos con la definición de temperatura equivalente para un cuadripolo:

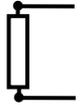
$$\Delta n = kT_rB(f_r - 1)g = kT_0B(f_r - 1)g \Rightarrow T_r = T_0(f_r - 1). \quad (4-17)$$

Figura de ruido de una red de dos puertas (antenas)

La definición de figura de ruido de una red de dos puertas viene dada por la siguiente expresión

$$f_a \triangleq \frac{T_a}{T_0}, \quad (4-18)$$

Donde T_a es la temperatura equivalente de ruido de la red de dos puertas. De esta forma el ruido que genera una red de dos puertas se puede escribir como:



$$T_a \quad n = kT_a B = kT_0 f_a B$$

Figura 4-13. Figura de ruido de una red de dos puertas.

Figura de ruido en una red de una puerta seguida de un cuadripolo: sistema receptor.

Dado que el equivalente de una red de dos puertas seguida de un cuadripolo de ganancia g y ancho de banda B no es más que una red de dos puertas, se puede deducir que la definición de figura de ruido para un sistema es la misma que para la antena:

$$f_s \triangleq \frac{T_s}{T_0}. \quad (4-19)$$

La figura de ruido de un sistema en función de la figura de ruido de antena y de la figura de ruido del receptor se puede calcular utilizando las definiciones de temperaturas equivalentes de ruido. Por un lado,

$$kT_s B g = kB(T_a + T_r)g = kB(T_0 f_a + T_0(f_r - 1))g. \quad (4-20)$$

Y por otro

$$kT_s B g = kT_0 f_s B g. \quad (4-21)$$

De donde se deduce que

$$f_s = f_a + f_r - 1. \quad (4-22)$$

atenúa en un factor las pérdidas de la red. Atendiendo a la definición de figura de ruido, el cociente entre relaciones señal a ruido, se concluye que una red pasiva tiene como figura de ruido las propias pérdidas. Esto se puede demostrar también en términos de temperatura de ruido. En la Figura 4-15 se incluye una descripción de la red pasiva, con pérdidas l , así como del ruido a la entrada y a la salida. El ruido a la entrada es el de la impedancia de entrada a temperatura T_L : $n_i = kT_L B$. Se asume que los dispositivos del receptor están a temperatura T_L , que no debe confundirse con la temperatura equivalente de ruido. El ruido a la salida es el ruido a la entrada partido por las pérdidas más el ruido que añade la red pasiva: $\Delta n = kT_r B / l$.

4.3.3 Relación entre temperatura y figura de ruido

En la Figura 4-14 y a modo de tabla resumen se incluyen las relaciones deducidas en los últimos apartados entre temperatura equivalente de ruido y figura de ruido.

4.3.4 Otros aspectos

Con lo expuesto hasta ahora el lector puede, dados los parámetros de ruido (bien la temperatura equivalente o el factor de ruido) del receptor y de la antena, calcular el ruido total

a la salida del sistema receptor. Ahora bien, en la práctica el receptor estará compuesto por el conjunto en serie del circuito de antena, el cable de alimentación, y todos los bloques de los que consta el receptor. Por ello se hace necesario poder calcular el ruido equivalente de una cadena en serie de cuadripolos. Por otro lado, los parámetros de ruido de los elementos pasivos no se suele facilitar por parte de los fabricantes; ya que se pueden calcular fácilmente. En este apartado se realizarán estos cálculos.

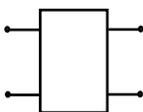
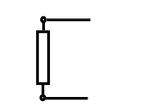
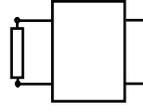
	T ^{ra} equivalente	Figura	Ruido
	$T_r = T_0(f_r - 1)$	$f_r = \frac{T_r}{T_0} + 1$	$\Delta n = kT_0B(f_r - 1)g$
	$T_a = T_0f_a$	$f_a = \frac{T_a}{T_0}$	$n = kT_aB$ $n = kT_0f_aB$
	$T_s = T_0f_s$ $T_s = T_a + T_r$	$f_s = \frac{T_s}{T_0}$ $f_s = f_a + (f_r - 1)$	$n = kT_sBg$ $n = kT_0f_sBg$

Figura 4-14. Relación entre la temperatura equivalente de ruido y el factor de ruido para una red de dos puertos, un cuadripolo y el conjunto de ambos.

Ruido en una red pasiva

Tal como se ha comentado anteriormente, en una red o cuadripolo pasivo con adaptación a la entrada y a la salida el ruido que entra y que sale es el mismo, mientras que la señal se

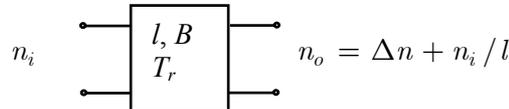


Figura 4-15. Temperatura de ruido de una red pasiva

Se puede escribir el ruido a la salida como

$$n_o = n_i / l + \Delta n = kT_L B / l + kT_r B / l \tag{4-23}$$

Como este ruido tiene que ser igual al de entrada, pues hay adaptación y a la salida se ve la misma impedancia que a la entrada, se deduce que

$$n_o = n_i \Rightarrow kT_L B / l + kT_r B / l = kT_L B \Rightarrow T_r = T_L(l - 1) \tag{4-24}$$

En términos de figura de ruido:

$$T_r = T_0(f_r - 1) = T_L(l - 1) \Rightarrow f_r = \frac{T_L}{T_0}(l - 1) + 1 \tag{4-25}$$

En el caso particular de que $T_L=T_0$, queda

$$f_r = \{T_L = T_0\} = l \tag{4-26}$$

Este último resultado es muy interesante, pues nos dice que en condiciones normales la figura de ruido de una red pasiva son sus pérdidas.

Cuadripolos en serie

En un receptor se tienen distintos elementos en serie, cada uno con su temperatura (o factor) de ruido, el objetivo es calcular la temperatura (o factor) de ruido de toda la cascada.

Dada la serie de cuadripolos representada en la Figura 4-16 con ganancia total $g=g_1 g_2 \dots g_k$, y anchos de banda B_i , donde el del último bloque es el más selectivo con valor B , se pretende calcular el ruido a la salida como $n = kTBg$ donde hay que calcular la temperatura equivalente de ruido de la cadena, T .

El procedimiento es simple, se calcula el ruido que introduce cada cuadripolo a su salida y se lleva, multiplicando por las ganancias correspondientes, hasta la salida. De esta forma el ruido total es

$$n = kTBg = kT_1 B g_1 \dots g_k + kT_2 B g_2 \dots g_k + \dots + kT_k B g_k \quad (4-27)$$

Igualando al ruido dado por $n = kTBg$ y despejando

$$T = T_1 + \frac{T_2}{g_1} + \dots + \frac{T_k}{g_1 g_2 \dots g_{k-1}} \quad (4-28)$$

Que por otra parte es un resultado esperado, porque la definición de temperatura equivalente de ruido se basa en preguntarse a qué temperatura tengo yo que poner algo a la entrada para que a la salida el ruido sea el mismo. Si nos fijamos en la expresión anterior, lo que está haciendo es refiriendo la temperaturas de ruido de cada bloque a la salida, dividiéndola por la ganancia de los bloques por los que tenga que pasar.

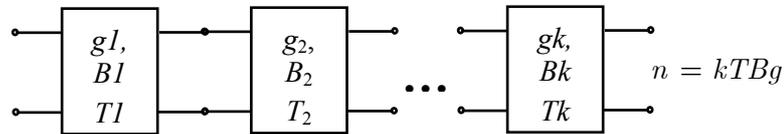


Figura 4-16. Ruido de un conjunto de cuadripolos en serie.

Para calcular la figura de ruido se puede sustituir el valor de cada temperatura equivalente por su expresión en función de la figura de ruido. Así, utilizando la expresión $f_r = T_r/T_0 + 1$ se llega a que

$$f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \dots + \frac{f_k - 1}{g_1 g_2 \dots g_{k-1}} \quad (4-29)$$

Esta ecuación a veces recibe también el nombre de ecuación de Friis. Una primera conclusión de gran interés para el diseño es que el ruido que introduce el primer bloque¹⁶ es dominante si este bloque es un amplificador. Pues el parámetro de ruido de los bloques siguientes queda dividido por su ganancia. De ahí que se utilicen, en sistemas receptores de comunicaciones y en la etapa de RF, amplificadores de bajo ruido (LNA, low noise amplifiers). Actualmente se construyen LNA con tecnología GaAs y SiGe que alcanzan valores de figura de ruido por debajo de 1.5 dB trabajando hasta 6GHz y con unos 20 dB de ganancia.

¹⁶ Al primer bloque de un receptor de radiocomunicaciones se le denomina front-end, cabecera o cabezal.

Otra conclusión importante es que cuando un bloque cualquiera con ruido dado por f_r esté precedido de una red pasiva de pérdidas l la figura de ruido equivalente de ambos es el producto de las pérdidas de la red pasiva por la figura de ruido del bloque en cuestión. Basta hacer los siguientes cálculos:

$$f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} = l + \frac{f_r - 1}{1/l} \Rightarrow f = l \cdot f_r \quad (4-30)$$

Esta expresión permite simplificar los cálculos del cálculo de ruido en un sistema. Nótese que si se expresa la figura de ruido en dB, la figura de ruido es adimensional, la expresión anterior queda como la suma de las pérdidas y la figura de ruido del bloque activo.

4.3.5 Cálculo de ruido

Ruido a la salida de un sistema

Con las herramientas aportadas hasta este punto es posible calcular el ruido a la salida de un sistema. En la Figura 4-17 se incluye un caso general en el que se tiene una antena, seguida de un cable de alimentación de pérdidas l_{tr} a temperatura ambiente más un receptor de ganancia g' ancho de banda B y figura de ruido f_r' . Utilizando la expresión del ruido total en función de la figura de ruido del sistema y la expresión que relaciona esta con la de la antena y la del receptor:

$$n = kT_0 f_s B g = kT_0 (f_a + f_r - 1) B g \quad (4-31)$$

En el caso que nos ocupa, el receptor está formado por una línea de pérdidas y los equipos de recepción. La figura de ruido equivalente de ambos bloques en serie es, dado que el primero es una red pasiva, $f_r = l_{tr} \cdot f_r'$. Y la ganancia total $g = 1/l_{tr} \cdot g'$. DE forma que se podría reescribir la anterior expresión como

$$n = kT_0 (f_a + l_{tr} \cdot f_r' - 1) B g' / l_{tr} \quad (4-32)$$

En decibelios la expresión para el ruido queda $N = 10 \log(kT_0) + 10 \log(f_s B g)$. Si expresamos la potencia de ruido en dBm:

$$N(\text{dBm}) = -174 \text{dBm} / \text{Hz} + F_s + 10 \log B(\text{Hz}) + G \quad (4-33)$$

Nótese que si además de las pérdidas de los cables de alimentación existieran pérdidas en el circuito de antena, l_{ar} , rehacer los cálculos sería inmediato. Una forma sencilla sería incluir en l_{tr} las pérdidas de este nuevo bloque, pues los dos son pasivos y están uno a continuación del otro.

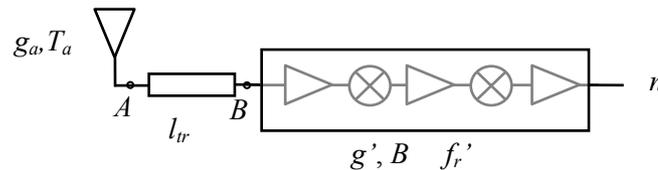


Figura 4-17. Ruido a la salida de un sistema receptor

Sensibilidad por ruido en el caso analógico

Ya se ha comentado que la sensibilidad es el valor mínimo de tensión en el receptor, en algún punto del mismo, que asegura que se cumple una determinada calidad de servicio. En

general la condición que impone un valor a la sensibilidad es que se cumpla una determinada relación señal a ruido. Imaginemos que se tiene que cumplir que a la salida del receptor en la Figura 4-17 la relación señal a ruido esté por encima de un valor SNR_{\min} y se quiere calcular la potencia mínima entre la antena y el cable de alimentación que asegura esta condición. Se puede escribir,

$$S - N \geq SNR_{\min} . \quad (4-34)$$

Donde la potencia S se ha tomado como potencia de señal en un sistema analógico. Como S y N son la señal y el ruido a la salida del sistema, antes del demodulador, reescribimos S en función de la señal en A e introducimos el ruido calculado anteriormente:

$$(S|_A + G) - (-174\text{dBm}/\text{Hz} + F_s + 10 \log B(\text{Hz}) + G) \geq SNR_{\min} . \quad (4-35)$$

Despejando:

$$S|_A (\text{dBm}) \geq SNR_{\min} - 174\text{dBm}/\text{Hz} + F_s + 10 \log B(\text{Hz}) . \quad (4-36)$$

Si en vez de en A nos piden la potencia en mínima necesaria en B , se restan las pérdidas del circuito de acoplo o cable de alimentación a ambos lados:

$$S|_A (\text{dBm}) - L_{tr} \geq SNR_{\min} - 174\text{dBm}/\text{Hz} + F_s + 10 \log B(\text{Hz}) - L_{tr} . \quad (4-37)$$

Y queda

$$S|_B (\text{dBm}) \geq SNR_{\min} - 174\text{dBm}/\text{Hz} + F_s - L_{tr} + 10 \log B(\text{Hz}) . \quad (4-38)$$

La figura de ruido y la temperatura de ruido están definidas a la entrada. Pero se puede definir el concepto de figura de ruido “referida a un punto”. Donde lo que se hace es actualizar la figura de ruido por las pérdidas o ganancias que haya que atravesar hasta llegar a ese punto. Así definiendo

$$F_s|_B = F_s - L_{tr} . \quad (4-39)$$

Se puede reescribir

$$S|_B (\text{dBm}) \geq SNR_{\min} - 174\text{dBm}/\text{Hz} + F_s|_B + 10 \log B(\text{Hz}) . \quad (4-40)$$

Sensibilidad por ruido en el caso digital

En el caso digital la relación entre la señal que llega, en este caso la potencia de portadora C , y la relación señal a ruido normalizada $w = e_b / n_0$ necesaria para que se cumpla una determinada tasa de error de bit (BER) están relacionadas por la siguiente expresión:

$$w = e_b / n_0 = \frac{p_r}{kT_0 f_s R_b} \Rightarrow c = p_r = w \cdot kT_0 f_s R_b . \quad (4-41)$$

Donde $n_0 = kT_s g = kT_0 f_s g$ es la densidad espectral de potencia, p_r es la potencia a la salida del receptor (a la entrada del demodulador) y R_b es el régimen binario. Esta potencia se puede denominar también C , potencia de portadora promedio. Si se corresponde con el nivel mínimo necesario, umbral o sensibilidad, para una w mínima necesaria entonces se le puede denominar también t_h :

$$c = p_r \geq t_h = w_{\min} \cdot kT_o f_s R_b \quad (4-42)$$

En dB:

$$C_A \geq E_b / N_0 |_{\min} - 174\text{dBm/Hz} + F_s + 10 \log R_b(\text{Hz}) \quad (4-43)$$

4.4 Ruido en osciladores

El esquema de un oscilador, ver Figura 4-18, es el de un amplificador o elemento activo con su salida realimentada a la entrada previamente filtrada. Esta red o filtro es la que fija la frecuencia.

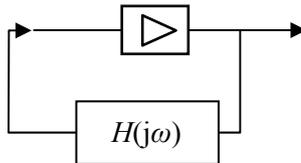


Figura 4-18. Esquema de un oscilador.

El ruido de un oscilador no es más que la potencia que sale del oscilador que se emite en frecuencias distintas a la deseada. Las frecuencias que aparecen distintas de la nominal (la deseada) se pueden interpretar como una modulación parásita, ver Figura 4-19. Esto es, la salida en vez de un tono es un tono con una pequeña modulación aleatoria. La modulación en amplitud es fácilmente evitable, el propio amplificador saturará y el nivel de amplitud a la salida es constante. Pero la modulación parásita de frecuencia o fase no se puede eliminar más que con un filtrado muy exigente. Así, el ruido de amplitud suele estar 30 dB por debajo del de fase.



Figura 4-19. Densidad espectral de potencia de la salida de un oscilador.

Para modelar el ruido de un oscilador lo que se hace es modelar su esquema. El modelo de Leeson [15] nos da una medida aproximada del ruido esperable en función de los parámetros del elemento activo y de la red de fase. En este modelo se calcula la potencia $\mathcal{L}(f_m)$, encerrada en 1 Hz de ancho de banda a una frecuencia a distancia f_m de la portadora. En la Figura 4-20 se detalla esta definición. El modelo de Leeson modela sólo el ruido de fase: asume que el elemento activo introduce ruido¹⁷ que se filtra en una red de fase con factor de calidad Q_L . El ruido es la suma de ruido flicker o $1/f$ y ruido shot más térmico que viene dado por una figura de ruido f_n . La “frecuencia de corte del ruido flicker”, f_c , es se define como la frecuencia a la que ambos ruidos se igualan: suele estar entre 10 Hz y 10kHz.

En función de estos parámetros, el modelo de Leeson propone la siguiente expresión:

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{p_{\text{BLU}}}{\langle p_s \rangle} = \frac{1}{2} \frac{kT_o f_n}{\langle p_{\text{SAV}} \rangle} \left(1 + \frac{f_c}{f_m} \right) \left(1 + \left(\frac{f_0}{2Q_L f_m} \right)^2 \right), \quad (4-44)$$

¹⁷ La salida del oscilador no es más que el ruido del amplificador filtrado y realimentado.

donde $\langle p_S \rangle$ es la potencia de salida promedio, $\langle p_{SAV} \rangle$ es la potencia promedio a la entrada del dispositivo activo y P_{BLU} la potencia que se quiere medir (BLU, banda lateral única). Esta expresión se puede reordenar para entender mejor su funcionamiento. Reordenando, sustituyendo el factor de calidad por su valor y denotando f_m por Δf ,

$$\mathcal{L}(\Delta f) = \frac{p_{BLU}(\text{W/Hz})}{\langle p_S \rangle} = \frac{1}{\langle p_{SAV} \rangle} \cdot \left(\frac{1}{2} kT_0 f_n 1 \right) \left(1 + \frac{f_c}{\Delta f} \right) \cdot \left(1 + \left(\frac{1}{\frac{\Delta f}{B/2}} \right)^2 \right) \quad (4-45)$$

Se observa que el ruido a la salida es la potencia de ruido en una banda, teniendo en cuenta el efecto del ruido flicker, y filtrado. En el último paréntesis, se puede reconocer la función de transferencia de un filtro.

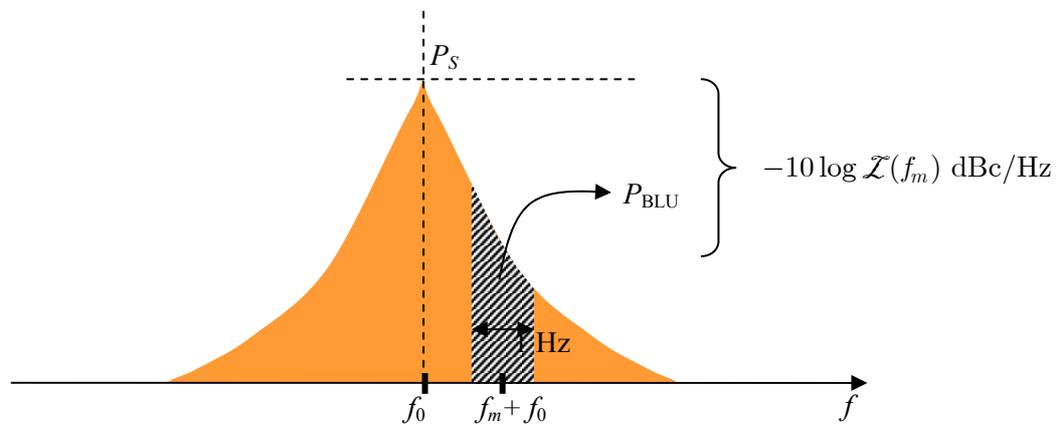


Figura 4-20. Medidas en el Modelo de Leeson.

De forma que se puede escribir lo siguiente:

$$\mathcal{L}(f_m) = \frac{P_{BLU}}{\langle P_{SAV} \rangle} = \frac{1}{\langle P_{SAV} \rangle} \cdot \text{ruido en una banda lateral de 1Hz} \cdot 1/\text{pérdidas del filtro} \quad (4-46)$$

En la Figura 4-21 se representa el valor de la potencia de ruido en función de la distancia a la frecuencia central para dos mezcladores. Se observa que cuando se utiliza una red de fase con cristal de cuarzo las prestaciones mejoran notablemente.

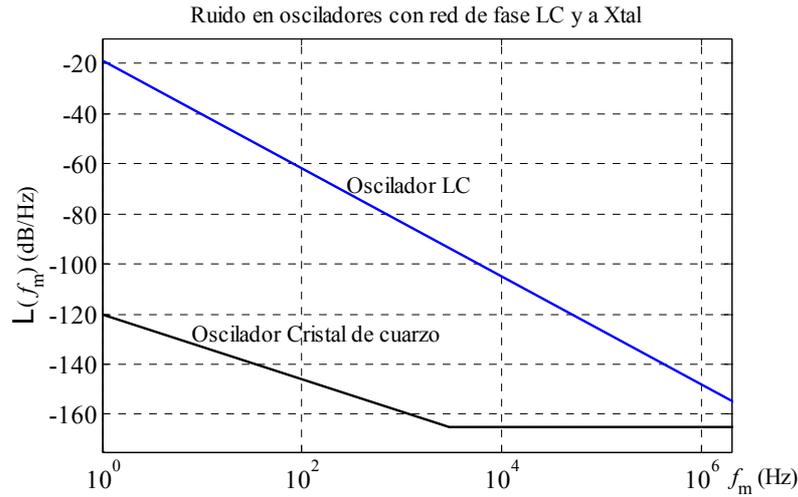


Figura 4-21. Ejemplo de ruido en osciladores.

4.5 Mezcladores

Un mezclador, si asumimos que lleva incorporado un oscilador local, se puede ver como un cuadripolo y, en principio, no habría que decir mucho más (ver Figura 4-22). Se utilizaría su figura de ruido o su temperatura equivalente de ruido para determinar el ruido total del receptor, tal como se hace con otros bloques. De hecho así se opera generalmente. Tomo el parámetro de ruido que me da el fabricante y lo utilizo para conocer el ruido del cuadripolo.

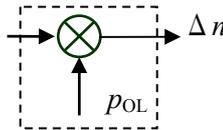


Figura 4-22. Ruido a la salida de un mezclador.

Así, atendiendo a la definición de temperatura de ruido de un cuadripolo, la temperatura a la que tengo que poner una impedancia a la entrada para que a la salida el ruido generado por esta impedancia sea el mismo que el que introduce el cuadripolo Δn , queda

$$T_{mx} : \Delta n_{mx} = kT_{mx}Bg_{mx} \tag{4-47}$$

Sin embargo el mezclador es un elemento complejo. El mezclador no pone sólo la entrada deseada a la salida, con una traslación en frecuencia. Sino que también pone a la salida lo que hubiera en la banda imagen. De forma que si defino una temperatura equivalente de ruido para el bloque, y como esta temperatura de ruido es la temperatura a la que tengo que poner una impedancia a la entrada, tendré a la salida el ruido producido por esta impedancia en la banda deseada y también el producido por la misma impedancia en la banda imagen, ambos trasladados a la misma frecuencia. Así, también es posible definir una temperatura equivalente en una banda lateral única, bien la imagen o la útil –da igual–,

$$T_{mx} = T_{mx}^{BLU} \tag{4-48}$$

De forma que el ruido a la salida del mezclador es la suma del ruido en ambas bandas

$$n_i = n_u + n_{im} \tag{4-49}$$

Asumiendo que la ganancia para ambas bandas es igual –que no hay filtrado de la banda imagen dentro del mezclador-

$$g_u = g_{im} = g_{mx} \quad (4-50)$$

Se puede escribir el ruido del mezclador como

$$\Delta n = \Delta n_{mx} = (n_{rf} + n_{im})g_{mx} = k(T_{rf} + T_{im})Bg_{mx} \quad (4-51)$$

Y definir una temperatura de ruido de doble banda lateral,

$$T_{rf} = T_{im} = T_{mx}^{DBL} \quad (4-52)$$

De forma que el ruido a la salida sea

$$\Delta n = k2T_{mx}^{DBL}Bg_{mx} \quad (4-53)$$

O definir una temperatura efectiva de ruido de banda lateral única

$$T_{mx} = T_{mx}^{BLU} = 2T_{mx}^{DBL} \quad (4-54)$$

De forma que el ruido se escriba de la misma forma que para cualquier cuadripolo. Esta última es la más utilizada en la práctica. Y dado este dato por parte de un fabricante sin indicar de qué tipo se trata, se asumirá que es de banda lateral única. Por resumir, la temperatura de ruido de un mezclador de banda lateral única es la temperatura a la que tendría que poner una impedancia a la entrada y aportando ruido sólo en el ancho de banda útil para obtener a la salida el mismo ruido si el mezclador no introduce ruido ninguno.

En términos de figura de ruido, la definición nos dice que $f_r = T_r / T_0 + 1$, por lo que

$$f_{mx} = f_{mx}^{BLU} = \frac{T_{mx}^{BLU}}{T_0} + 1 = \frac{2T_{mx}^{DBL}}{T_0} + 1 = \{T_{mx}^{DBL} \gg T_0\} \approx 2f_{mx}^{DBL} \quad (4-55)$$

Mezclador a diodos

Un mezclador a diodos es un mezclador pasivo que no introduce ganancia. Si se requiere un nivel de ruido bajo, porque por ejemplo se suprima la etapa de radiofrecuencia y el ruido del sistema esté gobernado por el del mezclador –al ser el primer bloque- se pueden utilizar diodos schottky. En todo caso, cuando el mezclador se hace con diodos la figura de ruido obedece a la expresión

$$f_{mx} = t_r \cdot l_{mx} \quad (4-56)$$

Donde t_r es un factor denominado relación ruido a temperatura y l_{mx} son las pérdidas del mezclador. El valor de t_r depende de la frecuencia, tal como se observa en la Figura 4-23. A partir de una frecuencia se estabiliza en un valor en torno a 1-2.

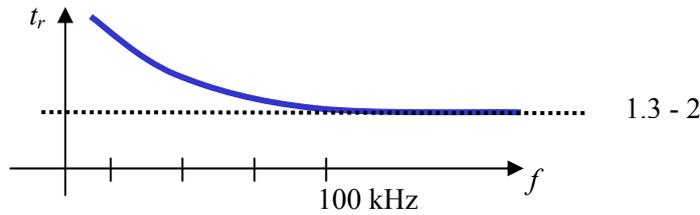


Figura 4-23. Relación ruido a temperatura con la frecuencia para un mezclador basado en diodos.

En la práctica, cuando un mezclador es pasivo, y si no se conoce su parámetro de ruido, se estima que la figura de ruido es aproximadamente sus pérdidas.

4.6 Ruido en demoduladores

4.6.1 Ruido en una señal modulada

Sea una señal modulada en amplitud y fase,

$$v(t) = r_m(t) \cos(\phi_m(t)), \quad (4-57)$$

y que se quiere demodular. En principio un demodulador de amplitud se quedaría con la señal $r_m(t)$ y un demodulador de fase con la señal $\phi_m(t)$ ya sea derivada o no dependiendo de si es un demodulador FM o PM respectivamente. Ahora bien, si la señal está afectada de un ruido aditivo,

$$v_c(t) = v(t) + n(t) = r_m(t) \cos(\phi_m(t)) + n(t), \quad (4-58)$$

habría que calcular ahora cuál es la amplitud o la fase resultante. Para ello hay que calcular la envolvente y fase de esta nueva señal. Para ello descomponemos el ruido en su componente en fase y cuadratura:

$$n(t) = n_I(t) \cos(\phi_m(t)) - n_Q(t) \text{sen}(\phi_m(t)). \quad (4-59)$$

Nótese que es una forma un tanto sui generis, en el sentido de que el seno y el coseno no lo son de una frecuencia constante. En todo caso es posible encontrar un ruido en fase y cuadratura que cumplan esta ecuación. Con esta descomposición la señal a la entrada del demodulador queda

$$v_c(t) = r_m(t) \cos(\phi_m(t)) + n_I(t) \cos(\phi_m(t)) - n_Q(t) \text{sen}(\phi_m(t)). \quad (4-60)$$

Y deseamos expresarla como

$$v_c(t) = r_m(t) \cos(\phi_m(t)) + r_n(t) \cos(\phi_m(t) + \phi_n(t)) = r(t) \cos(\phi_m(t) + \theta(t)). \quad (4-61)$$

Esta representación puede no ser obvia, pero si representamos las componentes en fase, I , y en cuadratura, Q , se puede resolver intuitivamente de forma gráfica. En la Figura 4-24 se incluye esta representación. La envolvente de la señal resultante es

$$r(t) = \sqrt{(r_m(t) + n_I(t))^2 - n_Q(t)^2}, \quad (4-62)$$

pero si se puede asumir que la señal es sensiblemente mayor que el ruido, $r_m(t) \gg n_I(t), n_Q(t)$, entonces aproximadamente (ver Figura 4-24)

$$r(t) \approx r_m(t) + n_I(t) \tag{4-63}$$

Si estamos interesados en recuperar la fase, $\theta(t)$,

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{n_Q(t)}{r_m(t) + n_I(t)}\right) \tag{4-64}$$

Pero de nuevo, si $r_m(t) \gg n_I(t), n_Q(t)$ entonces aproximadamente

$$\theta(t) = \arctan\left(\frac{n_Q(t)}{r_m(t) + n_I(t)}\right) \approx \arctan\left(\frac{n_Q(t)}{r_m(t)}\right) \approx \frac{n_Q(t)}{r_m(t)} \tag{4-65}$$

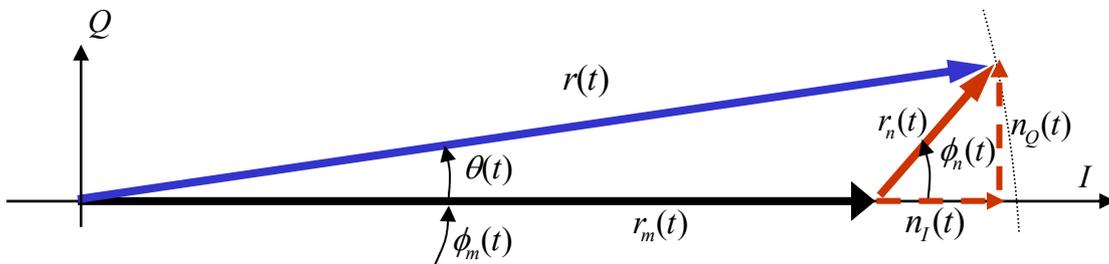


Figura 4-24. Componentes en fase y cuadratura de la señal y el ruido a la entrada del demodulador.

Se puede observar que al final de este proceso nos encontramos con que tanto el ruido de envolvente como el de fase dependen de la componente en fase y en cuadratura del ruido. Queda estudiar qué características tienen estos ruidos. Si $n(t)$ se asume ruido gaussiano blanco aditivo (RGBA ó en inglés AWGN) de media cero en un determinado ancho de banda $B = 2B_m$, su densidad espectral de potencia (DEP) será la dada en la Figura 4-25, donde $n_0 = kT_s g$ será la densidad espectral de ruido introducida por el sistema receptor con temperatura de ruido T_s y ganancia del receptor g .

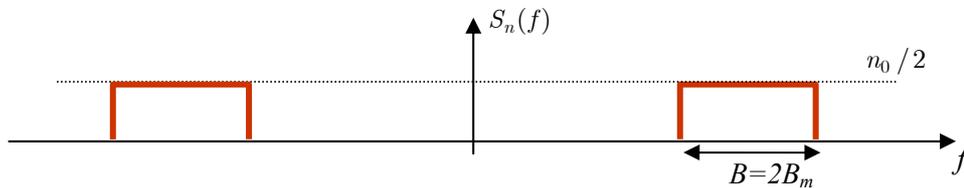


Figura 4-25. Densidad espectral de potencia de un ruido RGBA paso de banda.

La potencia de este ruido no es más que la integral entre menos infinito y más infinito de su densidad espectral de potencia $p_n = 2Bn_0/2 = 2n_0B_m$. Si descomponemos este ruido en su componente en fase y su componente en cuadratura, estas componentes tienen la DEP de la Figura 4-26. De forma que siguen siendo de media cero e igual potencia, cada componente, que el ruido paso de banda $p_n = n_0 2B_m = 2n_0B_m$.

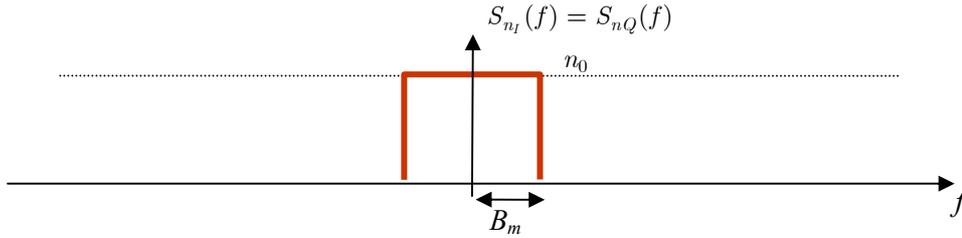


Figura 4-26. Densidad espectral de potencia de la componente en fase y en cuadratura de un ruido RGBA paso de banda.

4.6.2 Definición de figura de mérito de un demodulador

Los demoduladores llevan a cabo una recuperación de la señal a partir de una versión modulada de la señal de interés o señal moduladora $m(t)$. Un parámetro que se puede estudiar para ver el efecto de la modulación es la siguiente figura o factor de mérito:

$$M = \frac{snr_o}{snr_c} = \frac{p_{s_o}}{p_{n_o}} \cdot \frac{p_{n_c}}{p_{s_c}} \quad (4-66)$$

donde

$$snr_o = \frac{\text{Potencia de señal mensaje a la salida del demodulador}}{\text{Potencia de ruido a la salida del demodulador}} \quad (4-67)$$

$$snr_c = \frac{\text{Potencia de señal modulada}}{\text{Potencia de ruido medida en el ancho de banda de la señal mensaje}} \quad (4-68)$$

y las potencias se toman promediadas. Este parámetro permite analizar si la relación señal a ruido mejora tras la modulación. Y lo único que hay que tener en cuenta en su cálculo es que en el denominador de (4-68) el ancho de banda que se tiene en cuenta para medir el ruido es la mitad del de la señal modulada. Esto es así porque cuando se pasa una señal de paso de banda a paso de baja el ancho de banda se reduce a la mitad.

4.6.3 Figura de mérito de un demodulador AM

En AM lo que se hace es tomar la señal que está a una frecuencia dada, quitarle la portadora y bajarla a banda base, por lo que en principio la relación señal a ruido es directamente el rendimiento de potencia, porque el ruido es el mismo y la potencia de señal es la misma restándole la potencia de portadora. Dada la señal modulada en AM

$$v_{AM}(t) = V_c [1 + km(t)] \cos(\omega_c t) + n(t) \quad (4-69)$$

donde $n(t)$ es el ruido, la potencia de señal en la entrada al demodulador es la suma de la potencia de portadora y la potencia de la señal modulada con portadora suprimida:

$$p_{s_c} = \frac{1}{2} V_{FI}^2 + \frac{1}{2} k^2 V_{FI}^2 p_m \quad (4-70)$$

El ruido es el contenido en un ancho de banda, paso de banda, igual al del mensaje B_m . A la entrada el ruido tiene una densidad espectral de potencia plana e igual a $n_0 / 2$. Por lo que la potencia de ruido es

$$p_{n_c} = \frac{n_0}{2} 2B_m = n_0 B_m. \quad (4-71)$$

A la salida del demodulador se ha recuperado la envolvente de la señal. Habrá que ver qué ruido hay en la envolvente. La señal a la entrada se puede escribir como

$$v_{AM}(t) = [V_c [1 + km(t)] + n_I(t)] \cos(\omega_c t) + n_Q(t) \sin(\omega_c t). \quad (4-72)$$

Acudiendo a la expresión (4-63) y dado que la envolvente en este caso es $r_m(t) = V_c [1 + km(t)]$ queda $r(t) \approx V_c [1 + km(t)] + n_I(t)$. De esta forma la potencia de señal a la salida es

$$p_{s_o} = k^2 V_{FI}^2 p_m. \quad (4-73)$$

Y la de ruido es la de la componente en fase:

$$p_{n_o} = 2n_o B_m. \quad (4-74)$$

La figura de mérito queda

$$M_{AM} = \frac{snr_o}{snr_i} = \frac{k^2 p_m}{1 + k^2 p_m}, \quad (4-75)$$

donde p_m es la potencia de la señal moduladora. Nótese que la figura de mérito no puede ser mayor de uno. Con lo que en ningún caso se mejorará la relación señal a ruido. En principio la figura de mérito para AM debería ser uno, porque un demodulador AM baja la señal, y el ruido, a banda base. Con lo que ambos quedarían afectados de la misma forma. Pero en AM la demodulación lleva implícita la supresión de la portadora. Con lo que esta potencia no aparece a la salida. En modulaciones con portadora suprimida, por ejemplo DBL-PS y BLU-PS, la figura de mérito es del 100%.

La expresión obtenida nos dice que podemos hacer que la relación señal a ruido sea lo mejor posible aumentando el producto $k^2 p_m$ todo lo posible. Pero la condición (3-76) impone un máximo a esta relación, impidiendo llegar a $M_{AM} = 1$. En el caso de un tono como moduladora, $m(t) = V_m \cos(\omega t)$,

$$M_{AM} = \frac{snr_o}{snr_i} = \frac{\mu^2}{2 + \mu^2}, \quad (4-76)$$

Y se ve que en el mejor de los casos, $\mu = 1$, la figura de mérito es del 33%.

4.6.4 Figura de mérito para un demodulador FM

En FM la demodulación es más complicada:

$$v_{FM}(t) = V_c \cos\left(\omega_0 t + 2\pi k \int_0^t m(\tau) d\tau\right) + n(t). \quad (4-77)$$

La señal de entrada se puede aproximar por un tono y calcular así su potencia,

$$p_{s_c} = 1/2 \cdot V_c^2. \quad (4-78)$$

El ruido a la entrada tiene densidad espectral de potencia plana y su potencia es la altura de su DEP por dos veces el ancho de banda de la moduladora, igual que en AM,

$$p_{n_c} = n_0 / 2 \cdot 2B_m = B_m n_0 . \quad (4-79)$$

A la salida la señal es obviamente la señal moduladora. Y el problema es calcular el ruido. En la Figura 4-27 se incluye una descripción del esquema del demodulador.

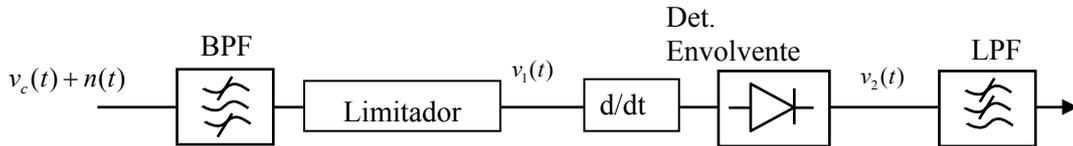


Figura 4-27. Demodulación en FM.

Para calcular la potencia de ruido vamos a proceder en tres pasos. Primero calculamos la señal y el ruido a la entrada. Pero como estamos interesados en recuperar la fase vamos a reescribir esta señal en función de una envolvente y fase. En segundo lugar vemos qué pasa con esta señal a lo largo del demodulador, hasta su salida. Por último calculamos la potencia de ruido a la salida.

Paso 1: Calculamos la señal más el ruido a la entrada en función de la fase y la envolvente. La señal a la entrada más el ruido es

$$v_{FM}(t) = V_c \cos\left(\omega_0 t + 2\pi k \int_0^t m(\tau) d\tau\right) + n(t) = r(t) \cos(\phi_m(t) + \theta(t)) . \quad (4-80)$$

Esta señal se puede reescribir en función de envolvente y fase $v_{FM}(t) = r(t) \cos(\phi_m(t) + \theta(t))$ tal como se describió en la expresión (4-61) donde habría que sustituir:

$$r_m(t) = V_c \quad (4-81)$$

$$\phi_m(t) = \omega_0 t + 2\pi k \int_0^t m(\tau) d\tau .$$

Como la información que se pretende recuperar está en la fase, el ruido que se verá a la salida del demodulador es el ruido de fase. Este ruido $\theta(t)$, si $V_{FI} \gg n_I(t), n_Q(t)$, viene dado por la ecuación (4-65), aproximadamente $n_Q(t) / V_c$.

Paso 2: Calculamos la señal y el ruido a la salida. Una vez que hemos escrito la señal a la entrada de una forma adecuada, pasamos a demodularla. El demodulador, en la Figura 4-27, hace lo siguiente. Primero limita la amplitud. Por lo que la envolvente $r(t)$ en queda constante. Por comodidad y sin pérdida de generalidad se fija a uno, ya que a la salida multiplicaría por igual a la potencia de señal y de ruido. La señal queda,

$$v_1(t) = \cos(\phi_m(t) + \theta(t)) . \quad (4-82)$$

Tras derivar, y dividir todo por la constante $2\pi k$, tenemos la siguiente señal,

$$-\frac{1}{2\pi k} \frac{d}{dt} [\phi_m(t) + \theta(t)] \text{sen}(\phi_m(t) + \theta(t)) . \quad (4-83)$$

Y el detector de envolvente se queda con la amplitud:

$$v_2(t) = \frac{1}{2\pi k} \frac{d}{dt} \phi_m(t) + \frac{1}{2\pi k} \frac{d}{dt} \theta(t) = m(t) + \frac{1}{2\pi k} \frac{1}{V_c} \frac{d}{dt} n_Q(t). \quad (4-84)$$

Paso 3: Calculamos la potencia de señal y ruido a la salida. Llegados a este punto es inmediato calcular la potencia de señal, $p_{s_o} = p_m$. Para calcular la potencia de ruido damos un paso más. Se propone calcular la densidad espectral de potencia del ruido e integrar para toda la frecuencia. Tras el filtrado inicial y la limitación en la potencia máxima, que no afectan al ruido de fase, aparece un bloque derivador y un detector de envolvente seguido de un filtro. El detector de envolvente y el filtro hacen las veces de un demodulador AM y sólo trasladan a banda base lo que hubiera a una determinada frecuencia de entrada. Así, el ruido a la salida sería plano y de ancho de banda el de la señal si no fuese por el bloque derivador. El bloque derivador tiene una respuesta en frecuencia como la mostrada en la Figura 4-28. De forma que la DEP a la salida es la de la entrada –plana- multiplicada por esta respuesta.

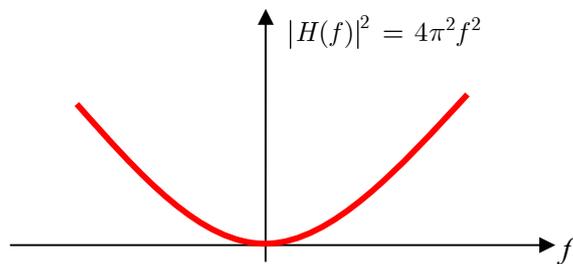


Figura 4-28. Módulo al cuadrado de la respuesta en frecuencia de un derivador.

Hagamos los cálculos. La densidad espectral de potencia a la entrada del derivador es

$$S_\theta(f) = \frac{1}{(2\pi k V_c)^2} S_{n_Q}(f) = \begin{cases} \frac{n_0}{(2\pi k V_c)^2} & , |f| < B_m \\ 0 & , |f| > B_m \end{cases} \quad (4-85)$$

El derivador tiene una respuesta en frecuencia $|H(f)|^2 = (2\pi f)^2$. La densidad espectral de potencia a la salida es

$$S_{n_o}(f) = |H(f)|^2 S_\theta(f) = \frac{f^2}{(k V_c)^2} S_{n_Q}(f). \quad (4-86)$$

Y el ruido es la integral

$$p_{n_o} = \int S_{n_o}(f) df = \frac{3B_m^3 n_0}{2k^2 V_c^2}. \quad (4-87)$$

Finalmente, tras calcular las potencias en la entrada del demodulador y a la salida (pasos 1-3), la figura de mérito queda:

$$M_{FM} = \frac{snr_o}{snr_i} = \frac{p_{s_o}}{p_{n_o}} \cdot \frac{p_{n_c}}{p_{s_c}} = \frac{p_m}{\frac{2n_0 B_m^3}{3k^2 V_c^2}} \cdot \frac{n_0 B_m}{\frac{1}{2} V_c^2} = \frac{3k^2 p_m}{B_m^2}. \quad (4-88)$$

Supuesto que la potencia de portadora V_c es sensiblemente mayor que el ruido, aumentando k , ó p_m , mejoro la relación señal a ruido que tuviera a la entrada. Eso sí, esto implica un

ancho de banda mayor porque nótese que B_m es fijo, es el ancho de banda de $m(t)$. Para el caso de un tono $m(t) = V_m \cos(\omega t)$, el cociente entre las relaciones señal a ruido

$$M_{FM} = \frac{3k^2 P_m}{B_m^2} = \frac{3k^2 V_m^2 / 2}{f_m^2} = \frac{3}{2} \beta^2. \quad (4-89)$$

donde cabe recordar que el ancho de banda, según la regla de Carson, es $B = 2f_m(1 + \beta)$. Así se demuestra en una demodulación FM puedo mejorar la relación señal a ruido, a costa de ancho de banda. En FM para voz, donde las señales a modular están entre 0.3 y 3 KHz, es muy típico utilizar canalizaciones de 25 KHz, de 20 KHz y de 12.5 KHz. Esta última canalización se conoce como NFM, narrow-FM o FM de banda estrecha. Estas canalizaciones, incluyen las señales moduladas y también un pequeño margen de guarda. Pues bien, las canalizaciones de 25KHz tienen a tenor de lo expuesto en este apartado una mejor calidad de señal.

Efecto captura y efecto umbral

Otra conclusión interesante que se puede extraer es que el ruido a la salida se ve dividido por el cuadrado de la tensión de la portadora. Este efecto es muy interesante, pues si aproximamos cualquier interferencia por ruido se puede concluir que una señal FM atenúa a las interferentes por el cuadrado de su tensión. Así, a la salida de un receptor FM no se suele escuchar dos señales superpuestas, se escucha la de interés mientras que la interferente no la sobrepase en potencia. En cuanto la sobrepasa el receptor se “engancha” o “captura” esta señal. Así una señal interferente se tiene que acercar a menos de unos 8 dB de la señal útil para causar una pérdida de calidad. Este es el así denominado *efecto de captura*.

Todo lo descrito se ha concluido bajo el supuesto de que la señal es suficientemente grande respecto a ruido, $V_c \gg n_I, n_Q$. Si el ruido empieza a ser comparable, ver Figura 4-29, la fase de la portadora empieza a tener fluctuaciones importantes que pueden incluso ser de 2π . El paso de un funcionamiento normal a este comportamiento sucede en unos pocos dB de caída de señal útil, V_c . Por este motivo a este efecto se le llama *efecto umbral*. Por debajo del mismo la relación señal a ruido se degrada rápidamente. El umbral suele estar en unos 13 dB de relación señal a ruido a la entrada para receptores estándar. Y se puede mejorar unos dB's utilizando demoduladores mejorados.

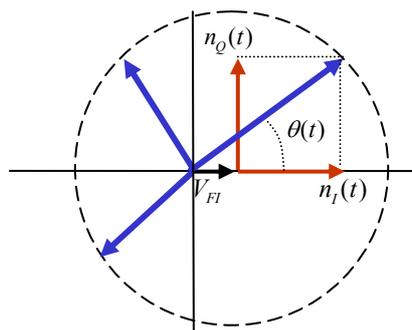


Figura 4-29. Efecto umbral, el ruido de fase se hace grande, de 0 a 2π , rápidamente a partir de un valor de relación potencia de portadora a ruido.

Preénfasis y deénfasis

Se ha descrito que la potencia de ruido a la salida del demodulador viene dada por (4-87), de forma que si el ancho de banda es grande la potencia de ruido también lo es. Para evitar esto hay que intentar hacer que el ruido no sufra el efecto del bloque derivador. Una solución inmediata es poner un bloque integrador, pero obviamente la señal útil se vería afectada y quedaría integrada a la salida. Para evitarlo lo que se hace es poner un derivador en el

modulador, en el transmisor. Este filtro en el transmisor es el filtro de preénfasis y el del receptor el de deénfasis. A la entrada del modulador y la salida del demodulador respectivamente.

Nótese que poner un derivador antes de modular en FM en el transmisor equivale a decir que se modula en fase en vez de en frecuencia. Así, un modulador FM con un filtro de preénfasis es un modulador PM. Y un demodulador FM con filtro de deénfasis es un demodulador en fase.

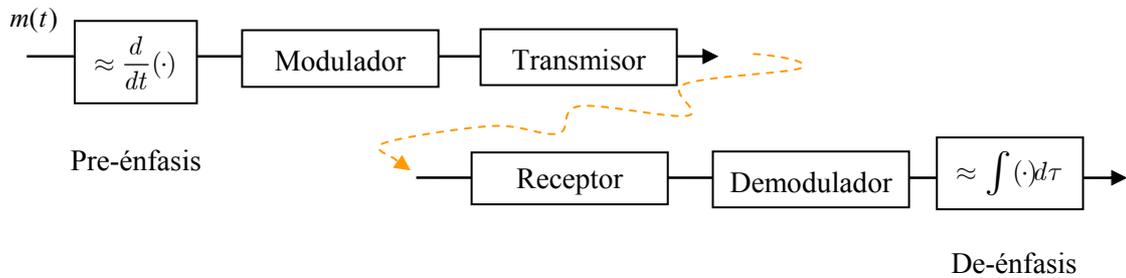


Figura 4-30. Pre-énfasis y de-énfasis.

4.7 Referencias

[15] M. Sierra Pérez, Belén Galocha Iragüen, José Luis Fernández Jambrina, Manuel Sierra Castañer. *Electrónica de comunicaciones*. Pearson-Prentice Hall, 2003.

[16] Haykin, S. *An introduction to analog and digital communications*. John Wiley & Sons 1989

4.8 Cuestiones

Cuestión 20

La expresión para la figura de ruido de un sistema formado por una antena a temperatura T_a °K y un receptor con figura de ruido f_s (en unidades naturales) es

- 1) $T_a/T_o+(f_s-1)$
- 2) $T_a/T_o+(f_s-1)/g_a$
- 3) $T_a/T_o+(f_s-1)/G_a$

donde T_o es la temperatura ambiente, g_a es la ganancia de la antena en unidades naturales y G_a en dB.

Seleccione la respuesta correcta.

Cuestión 21

La figura de mérito,

1) de un demodulador AM puede mejorarse aumentando la potencia transmitida y la de un demodulador FM puede mejorarse aumentando el ancho de banda.

2) de un demodulador AM puede mejorarse aumentando la potencia transmitida y la de un demodulador FM puede mejorarse aumentando el índice de modulación.

3) de un demodulador AM no puede mejorarse aumentando la potencia transmitida y la de un demodulador FM puede mejorarse aumentando el índice de modulación.

Seleccione la respuesta correcta.

Cuestión 22

En un demodulador de FM

- 1) El efecto de las interferencias se reduce gracias al efecto de captura.
- 2) la figura de mérito mejora linealmente al aumentar la potencia transmitida
- 3) la relación SNR a la salida del mismo no mejora al incrementar el ancho de banda

Seleccione la respuesta correcta.

Capítulo 5. Ejemplo de especificaciones de un sistema de transmisión y recepción radio.

5.1 Introducción

El objetivo de este capítulo es ilustrar mediante un ejemplo, las características o especificaciones que tiene que cumplir un sistema radio, tanto el transmisor (Tx) como el receptor (Rx). Se propone analizar una especificación de la CEPT www.cept.org (Rec T/R 24-01¹⁸). El sistema tiene las siguientes características:

- Modulación analógica FM ó PM.
- Frecuencias entre 30 y 500 MHz.
- Canalizaciones 12.5, 20 y 25 KHz.

Se trata así de equipos FM, audio, para el servicio móvil privado terrestre. Esto es, terminales móviles analógicos, ó walki-talkies, para uso privado. El término terrestre hace referencia a que no se establece la comunicación con otro terminal via satélite.

El citado estándar, Rec T/R 24-01, propone una serie de medidas de ciertas características que tienen que cumplir con unos objetivos también propuestos. Para realizar las medidas propone dos condiciones o ambientes de ensayo, uno Normal y el otro Extremo. Para estas condiciones se especifican fuentes de alimentación, temperatura (15:35°C,-25:55°C,...), humedad relativa (%), ...

Las pruebas se harán con una *antena artificial o ficticia* de 50 Ω. Esta antena artificial es una carga resistiva no radiante de 50Ω. Suele ser un radiador o un recipiente lleno de aceite u otro líquido que permite que la energía electromagnética no se radie sino que se disipe en forma de calor. Estas antenas artificiales son muy habituales en el diseño y prueba de equipos de radiocomunicación.

También se utiliza en el documento el concepto de *potencial nominal del Rx en audiofrecuencia*. Que no es más que la potencia máxima indicada por el fabricante para la cual se cumplen todas las condiciones de las especificaciones.

Para hacer las pruebas hace falta transmitir una modulación. En estas pruebas se utiliza la así denominada *modulación normal de ensayo*, una señal FM en la que la frecuencia de señal moduladora es de 1KHz y la desviación de frecuencia, Δf , el 60 % de la desviación máxima admisible. Esta desviación máxima admisible depende de la canalización. Para canalización de 25 KHz la desviación máxima admisible es de 5KHz, para 12.5KHz es de 2.5KHz. La señal con modulación normal de ensayo quedaría, para 25 KHz,

$$v_{MNE,25KHz}(t) = V_c \cos\left(\omega_0 t + 2\pi k \int_0^t V_m \cos(\omega_m \tau) d\tau\right) = \quad (5-1)$$

$$V_c \cos\left(\omega_0 t + \frac{k V_m}{f_m} \text{sen}(\omega_m t)\right) = V_c \cos\left(\omega_0 t + \frac{0.6 \cdot 5\text{KHz}}{1\text{KHz}} \text{sen}(\omega_m t)\right) = ,$$

$$= V_c \cos(\omega_0 t + 3 \cdot 10^3 \text{sen}(\omega_m t))$$



Figura 5-1. Antena ficticia o artificial (dummy load) de 300w y conector tipo N.

¹⁸ Se puede consultar el texto completo en inglés en la oficina europea de radiocomunicación, <http://www.ero.dk/documentation/docs/doc98/official/pdf/TR2401E.PDF>

donde para un tono como señal moduladora $\Delta f = kV_m$.

Las especificaciones están dadas para el transmisor y para el receptor. Y cada una de ellas a su vez para radiofrecuencia y audiofrecuencia. A continuación se detallan algunas de ellas.

5.2 Características del Transmisor

5.2.1 Características del Transmisor en Radiofrecuencia.

A la hora de asegurar que el transmisor funciona correctamente en radiofrecuencia (RF), cabe pensar qué medidas deberíamos llevar a cabo. Nuestro objetivo es transmitir una determinada potencia de señal en un determinado canal sin emitir potencia fuera del mismo. Para ello hay que asegurar que la potencia no es ni superior, para cumplir con límites administrativos, ni inferior a la que se le indique al equipo, para tener la cobertura o alcance deseado. Por otra parte la frecuencia central del canal no debe desplazarse de la indicada. El ancho de banda también tiene que estar acotado, para no invadir los canales adyacentes. Y por último el transmisor no debería de radiar potencia fuera del canal, debido por ejemplo a no linealidades en el transmisor. Todas estas características se materializan en la recomendación en las siguientes medidas.

Desplazamiento de frecuencia (tolerancia)

Es la diferencia entre la frecuencia de la onda portadora medida y su valor nominal. La medida se hace en ausencia de modulación con el transmisor conectado a la antena artificial.

El desplazamiento de frecuencia debe ser menor que 1-2 KHz para frecuencias nominales entre 100 y 500 MHz. Esto nos da una tolerancia de 2ppm (1 KHz a 500 MHz: $10^3/(5 \cdot 10^8) = 0.2 \cdot 10^{-5} \approx 2 \cdot 10^{-6}$), todo ello en el rango temperatura. Sólo se alcanza con oscilador basado en cristal de cuarzo.

Se garantiza así que a) no se transmita a una frecuencia diferente de la nominal y b) que el receptor recibirá adecuadamente la señal.

Potencia de portadora del transmisor

Es la potencia media entregada a la antena artificial durante 1 ciclo de radio en ausencia de modulación.

Estará determinada por el fabricante de acuerdo al permiso de potencia radiada otorgado por la administración. La potencia media no deberá diferir en 1.5 dB respecto a la nominal a temperatura normal y mantenerse en +2/-3dB en todo el rango de temperaturas.

Esto garantiza que no se emite más potencia que la autorizada por la administración ni menos que la requerida por el usuario.

Desviación de frecuencia (Para $f_m < 3\text{KHz}$).

Es la máxima diferencia entre la frecuencia instantánea de la señal de radiofrecuencia y la frecuencia de la portadora sin modular.

Se utiliza un medidor de desviación de frecuencia, conectando el transmisor a una antena ficticia, la señal moduladora con modulación normal de ensayo (1KHz, 60%) y su nivel 20dB por encima del nivel nominal especificado por el fabricante. Se variará la frecuencia de modulación entre la frecuencia más baja que se estime conveniente y 3KHz.

La desviación máxima admisible incluye armónicos y productos de intermodulación y no podrá superar los 5KHz para canalización de 25KHz y 2.5KHz para canalización de 12.5KHz. Así $\Delta f = 0.6 \times 5\text{KHz} = 3\text{KHz}$ para canalización 25KHz.

Se asegura que no se desborda el ancho de banda del canal aun en el caso de que suba el nivel de audio a la entrada del receptor. Nótese que si se da un grito en el altavoz la tensión de la señal de voz, denominémosla V_m , es muy grande y como el ancho de banda depende de este valor (por la regla de Carson) tendríamos una señal de ancho de banda muy grande. Por encima de la canalización permitida. Por este motivo se pone un limitador de potencia a la entrada de audio. Y en esta prueba se mide que funcione correctamente. Por otra parte la señal de audio que se transmite está por debajo de 3 KHz, esto es, cualquier frecuencia de audio –la señal moduladora-, f_m , que sea menor de 3 KHz se transmite. Las que están por encima no, y no deben de contribuir a la señal modulada. Esto se mide en la siguiente característica.

Se garantiza que no haya interferencias entre canales.

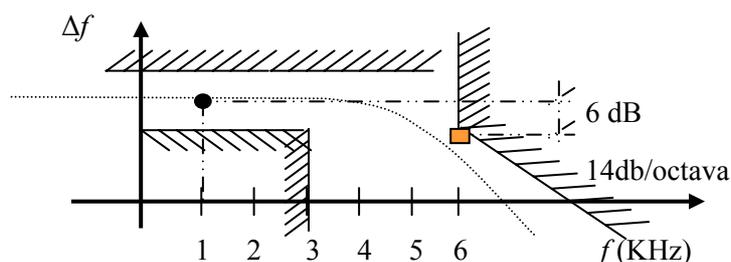


Figura 5-2. Límites de Δf .

Desviación de frecuencia ($f_m > 3\text{KHz}$).

Se mide ahora la desviación de frecuencias para frecuencias moduladoras $> 3\text{KHz}$. Debe cumplir con las restricciones de la Figura 5-2. Se alcanza con filtrado paso bajo a la moduladora. Se garantiza que no haya interferencias entre canales.

Emisiones no esenciales

Son emisiones a frecuencias distintas de la portadora que resultan del proceso de generación, modulación y amplificación de la portadora.

Se medirán con el transmisor conectado a la antena artificial, sin modulación y en una banda de Frecuencias entre 100KHz y 2000MHz, con excepción de la frecuencia de transmisión y canales adyacentes.

La potencia de emisiones no esenciales no sobrepasará los $0.25 \mu\text{W}$. Esto se consigue con filtrado paso de banda exigente en el oscilador y multiplicadores de frecuencia o mezcladores, y también con filtrado paso de banda a la salida del amplificador de potencia.

Se asegura que sólo se transmita a la frecuencia nominal y que no haya interferencias entre transmisiones de frecuencias diferentes.

5.2.2 Características del transmisor en audiofrecuencia (o calidad del servicio).

Respuesta del Tx en Audiofrecuencia

Indica la aptitud del Tx para funcionar sin degradación en toda la banda de la señal moduladora.

En principio, para un tono, la desviación de frecuencia en FM es una constante multiplicada por la tensión de la señal moduladora. Y esta respuesta debería ser constante para todo el rango de frecuencias de entrada.

Para medir que es realmente constante se aplica una señal moduladora de 1KHz y desviación de frecuencia igual al 20% del máximo admisible (Nota: la modulación normal de

ensayo tiene una desviación del 60% del máximo, que es 5KHz para canalizaciones de 25KHz) y se procede en alguno de los siguientes modos:

1.- Nivel de entrada constante: se estudia desviación de frecuencia a lo largo de 0.3-3KHz (0.3-2.55KHz para canalización 12.5KHz).

2.- Desviación Constante: se mide el nivel de tensión de señal moduladora que hay que introducir a cada frecuencia para que la desviación de frecuencia sea constante.

En FM el nivel es, tal como se ha comentado, teóricamente constante. Y se exige en la recomendación que se mantenga entre +1:-3 dB del valor obtenido para 1KHz.

En PM (equivalente a FM con preénfasis de 6dB/octava¹⁹), entre +1:-3 dB del valor obtenido para 1KHz.

Se garantiza la calidad (libre de distorsión) de la respuesta en frecuencia de audio en la transmisión.

Distorsión armónica de la Transmisión

Relación, en %, entre la tensión eficaz de todas las componentes armónicas de la frecuencia moduladora y la tensión eficaz total de la señal, después de su demodulación.

La señal de radiofrecuencia del Tx se aplica a un demodulador lineal. Se medirá la distorsión armónica:

-En el caso de FM, en el transmisor se modulará con señales de 300, 500 y 1000 Hz, y un índice de modulación constante de modo que produzca el 60% de la desviación máxima permitida a 1KHz.

-En el caso de PM debe tener una red de deénfasis de 6dB/octava (de forma que se transforma a FM) y se modulará con las mismas señales y una desviación del 60% de la máxima admisible.

La distorsión armónica no superará el 10%. Se requiere para ello amplificador y modulador suficientemente lineales.

Se garantiza fidelidad aceptable de la señal de audio recuperada.

Modulación residual de la Transmisión

Relación, entre la potencia de ruido en audiofrecuencia y la potencia de la señal moduladora.

Se mide aplicando la señal moduladora normal al transmisor y la salida de este a un demodulador lineal. En los equipos de PM estará provisto de una red de deénfasis. La medida se hará con un filtro sofométrico²⁰ y se usará un voltímetro de tensión eficaz. A continuación se elimina la modulación y se mide el nivel residual.

Esto es, se mide la potencia de la señal de audio cuando no se transmite nada y sólo hay ruido y después cuando hay señal transmitida. El cociente es la modulación residual.

La modulación residual no podrá superar los -40 dB. Se logra evitando modulaciones parásitas por el sistema de alimentación, utilizando un modulador de bajo ruido y en general evitando que cualquier señal espuria alcance el modulador.

Se garantiza una *recepción silenciosa* del mensaje telefónico.

¹⁹ Un preénfasis de 6dB por octava es igual a un derivador, cuya respuesta al cuadrado en frecuencia es $|H(f)|^2 = 4\pi^2 f^2$.

²⁰ Un filtro sofométrico es un filtro que simula la respuesta en frecuencia del oído humano. De forma que atenúa aquellas que el ser humano percibe con menos intensidad.

5.3 Características del receptor

5.3.1 Características del Receptor en Radiofrecuencia.

Sensibilidad Máxima Utilizable

Es el nivel mínimo de señal (f.e.m. fuerza electromotriz) a la frecuencia nominal, que aplicada a la entrada del receptor con la modulación de ensayo produce:

Una potencia de salida de audio al menos igual al 50% de la potencia nominal y

Una relación $\text{sinad} = (s+n+d)/(n+d)$ de 20 dB medida a la salida del Rx con un filtro sofométrico. Este nivel será aproximadamente igual al medido con una relación SINAD de 12 dB sin filtro Sofométrico.

Nota: la CEPT considera que ambas posibilidades darán resultados muy aproximados.

En la expresión de la sinad s es la potencia de señal, n es la potencia de ruido y d la potencia de distorsión (no linealidades), todas ellas en unidades naturales. Si se expresa en dB se utilizarán mayúscula para denotarlo. Nótese que aquí la sinad está calculada a la salida del receptor, incluyendo el demodulador. Por lo que la distorsión por no linealidades que estamos midiendo son las que aparezcan en audio.

La medida se realizará aplicando a la entrada del receptor una señal a la frecuencia nominal modulada normalmente. En la medidas de SINAD, se medirá la potencia de salida a través de un filtro supresor de 1 KHz, ver Figura 5-3, y de un filtro sofométrico, con el control de volumen en la posición que garantice el 50% de la potencia nominal de salida. El nivel de señal se disminuirá hasta que la SINAD sea 20 dB.

La sensibilidad máxima utilizable no sobrepasará los 6dB respecto a $1\mu\text{V}$ ($6\text{dB}\mu\text{V}^{21}$). Para ello es necesario tener un front-end (aAmplificador RF y mezclador) de bajo ruido.

Se garantiza que el receptor tiene el factor de ruido necesario para poder recibir una señal sin ruido ni distorsión dentro de la cobertura fijada durante el diseño del sistema.

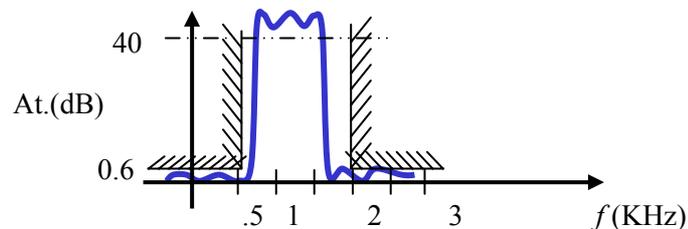


Figura 5-3. Filtro supresor.

Protección sobre el canal útil

Mide la aptitud del Rx para recibir una señal modulada en presencia de otra señal interferente, también modulada y a la misma frecuencia de recepción, sin que la degradación resultante sobrepase cierto límite.

Se aplicarán al Rx las dos señales a la misma frecuencia a través de una red que garantice la adaptación de impedancias. La señal útil se modulará normalmente y a la interferente se modulará con una frecuencia de 400Hz y una desviación igual al 60% de la máxima. El nivel de la señal interferente se aumentará gradualmente hasta que la relación SINAD se degrade 6dB. Bajando de 20 a 14dB, con filtro sofométrico. La relación de protección será el valor del nivel de la interferente respecto de la señal útil, expresado en dB.

²¹ A veces a los $\text{dB}\mu\text{V}$ se les denota por dBuV ó sencillamente dBu .

La relación de protección será mejor que -8dB . Esta especificación se alcanza debido al efecto de captura que posee la demodulación de FM.

Se garantiza una recepción nítida aun en presencia de una interferencia fuerte en el canal.

Selectividad respecto al canal adyacente.

Es una medida de la capacidad del Rx para recibir una señal útil, sin que la degradación producida por una señal modulada ubicada en el canal adyacente supere un límite.

Las dos señales se aplicarán al Rx a través de una red de adaptación. La señal útil se modulará normalmente y a la interferente del canal adyacente superior a 400Hz y una desviación igual al 60% de la máxima. Sin señal interferente, el nivel de la señal útil se ajustará al de la sensibilidad. Seguidamente se aplicará la señal interferente y su nivel se ajustará para que la relación SINAD caiga de 20 a 14dB . Esta medida se repetirá para el canal adyacente inferior. La selectividad respecto al canal adyacente es el menor valor de la relación entre niveles de señal útil e interferentes.

La selectividad debe ser superior a 70 dB (canalización 25 KHz) ó 60 dB (12.5KHz). Se logra con filtrado en FI.

El equipo queda así protegido frente a la presencia de una portadora separada un canal.

Protección contra respuestas parásitas.

Mide la aptitud del receptor para discriminar la señal útil modulada de cualquier otra frecuencia interferente.

Se aplicará la señal útil con la modulación normal y con el nivel de la sensibilidad. Seguidamente se aplicará la señal interferente con una modulación a 400 Hz , con una desviación del 60% de la máxima, y con un nivel bajo. Variando su frecuencia entre 100Hz y 2GHz . En cada una de las frecuencias para las que se produzca la respuesta, el nivel de entrada de la señal interferente se ajustará hasta que la SINAD caiga de 20dB a 14dB . La relación entre el nivel de la señal interferente y el de la señal útil, en dB , es la protección contra las respuestas parásitas.

El valor de la protección debe ser superior a 70 dB . Este valor se alcanza con un filtrado adecuado en RF y FI, y una planificación correcta de las frecuencias de FI, LO, y RF

Se garantiza que las señales espurias presentes no interfieran en la recepción.

Protección contra la intermodulación.

Mide la aptitud del receptor para reducir el efecto de las señales producidas por la presencia de dos o más portadoras en otros canales

Se conectarán al receptor dos generadores A y B a través de una red que garantice la adaptación de impedancias. Inicialmente sólo se aplicará al receptor la señal A con la frecuencia nominal y la modulación normal, ajustándose su nivel al de la sensibilidad. A continuación, el generador A se separará de la frecuencia nominal en dos canales adyacentes, y se aplicará B sin modular y con frecuencia el doble de la de A ($+2$ $+4$, $+4+8$). Los niveles de ambas señales se mantendrán iguales y se incrementarán gradualmente hasta que la relación SINAD sea nuevamente de 20 dB , con filtro sofométrico. La relación de protección contra la intermodulación será la relación entre los valores de los niveles de los generadores, expresados en dB , y el nivel inicial de A. La medida se realizará tanto para los canales superiores como inferiores.

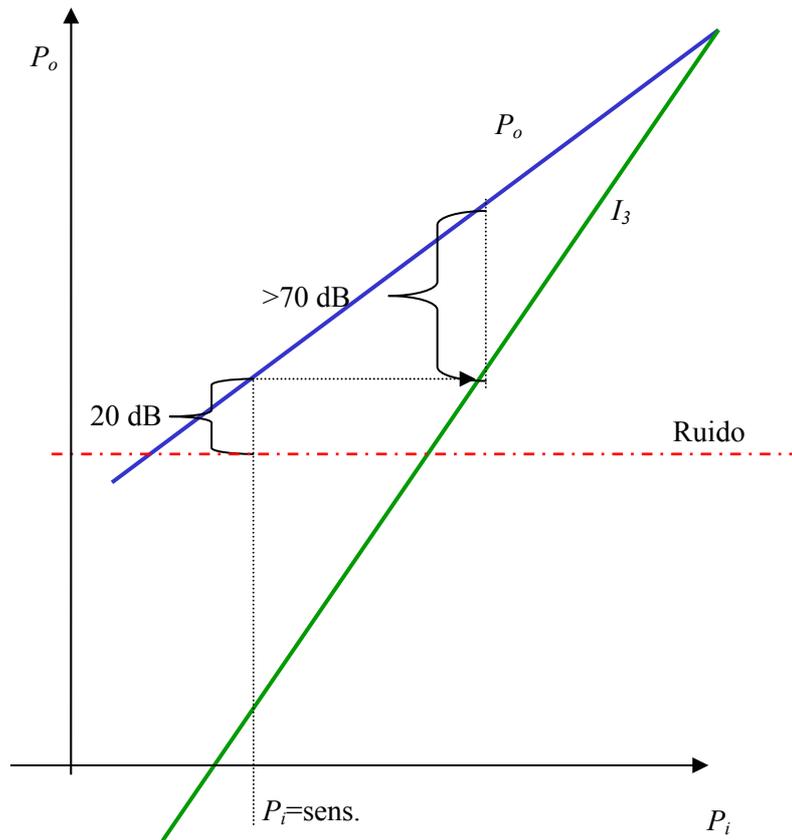


Figura 5-4. Medida de la protección contra la Intermodulación.

El valor de la protección debe ser superior a 70 dB. Este valor depende de la linealidad de las etapas de RF y el mezclador.

En esta medida lo que se hace, en breve, es lo siguiente. Se calcula el punto de potencia de entrada para la que la relación entre la intermodulación a la salida y el ruido sea de 20 dB (20 dB de SINAD con filtro sofométrico). En este punto se mide la diferencia entre la potencia lineal y la potencia de intermodulación que debe ser mayor de 70 dB.

Se garantiza que el equipo soportará la presencia de señales interferentes fuertes en los canales adyacentes.

Bloqueo o desensibilización

Es una variación de la potencia útil a la salida del receptor, o una reducción de la SINAD, como consecuencia de la presencia de una señal interferente.

Se aplicarán dos señales al receptor a través de una red de adaptación y la señal útil estará modulada normalmente. Sin señal interferente, el nivel de la señal útil modulada a la entrada se ajustará a un valor de fem de 6dB/1 μV y la potencia de salida de la señal moduladora se ajustará al 50% del valor nominal. Seguidamente se aplicará la señal interferente sin modular y con una frecuencia que variará entre -10 y -1 MHz, y entre 1 y 10 MHz, respecto a la frecuencia nominal del receptor. Su nivel se ajustará para que la relación SINAD (con filtro sofométrico) caiga de 20 a 14 dB, o para que el nivel de la salida caiga 3 dB. El nivel más bajo que produzca una de las dos condiciones anteriores es el nivel de bloqueo.

El nivel de bloqueo no debe ser inferior a 90 dB respecto a 1 μV . En este valor influye la linealidad del amplificador de RF y del mezclador.

Se garantiza que el equipo funcionará correctamente aun en presencia de una señal próxima fuerte.

5.4 Características del Receptor en Audiofrecuencia (o calidad del servicio).

Respuesta del receptor en audio frecuencia

Indica las variaciones de nivel de la señal de audiofrecuencia en función de la frecuencia moduladora.

Se aplica a la entrada una señal de RF con un nivel de 6dB/1 μ V. Se ajustará la salida a una potencia de al menos el 50% de la nominal cuando la modulación sea normal. Seguidamente se bajará la desviación de frecuencia al 20% de la máxima admisible para 1KHz. Se varia la frecuencia moduladora ente 0.3 y 3KHz (0.3 y 2.55 KHz para canalización de 12.5KHz) y:

- En receptores PM, la característica del nivel de salida variará decreciendo en amplitud a razón de 6dB/octava a partir del punto a 1KHz, y no se apartará en más de +1dB/-3dB.

- En FM la característica será constante y no se apartará en +1dB/-3dB.

La medida se suele repetir para una frecuencia separada de la nominal una cantidad igual a mitad de la tolerancia (desplazamiento de frecuencia del Tx).

Esta respuesta se consigue con un demodulador suficientemente lineal de FM y una red de de-énfasis bien diseñada.

Se garantiza que se ecualiza la señal de voz, esto es, se escucha sin distorsión.

Distorsión armónica

Se define como la relación, en %, entre la tensión eficaz de todos los armónicos de la señal de salida y la tensión eficaz total de la misma. Se aplican a la entrada señales de 60dB/1 μ V y 100dB/1 μ V y la salida se mide sobre una carga resistiva que simule la real del receptor.

En receptores de PM la entrada se modulará normalmente y se medirá la distorsión armónica. La medida se repetirá para las frecuencias moduladoras de 300 y 500 Hz, manteniendo constante el índice de modulación. En receptores de FM, es la desviación de frecuencia la que se mantendrá constante.

La distorsión armónica no será superior al 10% en ningún caso. El parámetro a controlar será la linealidad del demodulador de FM y del amplificador de audiofrecuencia.

La especificación garantiza una señal de calidad aceptable para el servicio.

Ruido y zumbido del receptor

Se define como la relación entre la potencia de audiofrecuencia del ruido y zumbido, y la potencia de audiofrecuencia producida por una señal útil, expresada en dB.

Se aplica a la entrada una señal útil de 30 dB/ 1 μ V modulada normalmente y se medirá la señal de salida sobre una carga de audio conectada a través de un filtro sofométrico, ajustando el receptor para una potencia igual a la nominal. Seguidamente se cortará la modulación y se medirá la potencia de ruido.

La relación entre ambos no será superior a -40 dB. El demodulador debe ser suficientemente silencioso para alcanzar esta especificación.

Se asegura que se recibe sin introducir excesivo ruido a la salida.

5.5 Cuestiones

Cuestión 23.

Enumere y defina brevemente las características de radiofrecuencia de un receptor FM del servicio móvil terrestre que deben ser analizadas para comprobaciones de calidad (según

CEPT Rec T/R 24-01). Asegúrese de que quede claro cuáles son las diferencias entre unas características y otras.

Cuestión 24.

En la medida de la sensibilidad máxima utilizable de un receptor de FM según recomendación Rec CEPT

T/R 24-01 se ha concluido que el receptor, para tener una SINAD de 20 dB con filtro sofométrico, debe de alimentarse con una tensión mayor de 8 dB sobre 1 μ V. El límite impuesto en la recomendación es de 6dB sobre 1 μ V con filtro sofométrico. En estas condiciones

1) Para cumplir con la limitación de sensibilidad máxima utilizable no es necesario rediseñar el receptor porque la tensión medida es mayor que la requerida y ya cumple con la SINAD.

2) Para cumplir con la limitación de sensibilidad máxima utilizable es necesario rediseñar el receptor mejorando su figura de ruido.

3) Para cumplir con la limitación de sensibilidad máxima utilizable es necesario rediseñar el receptor mejorando su figura de ruido y reduciendo la intermodulación.

Selecciones la respuesta correcta.