ROHDE&SCHWARZ
Make ideas real

RADARES Y GUERRA ELECTRÓNICA

GUÍA DE BOLSILLO

Esta guía de bolsillo es una recopilación ilustrada de definiciones y fórmulas sobre el tema de radares y guerra electrónica.

Radares y guerra electrónica
Guía de bolsillo | Versión 02.04

Autor: Ing. Christian Wolff

Manténgase a la vanguardia de los avances tecnológicos en radares y guerra electrónica con soluciones que proporcionan análisis precisos, fuentes de señales limpias y mediciones de alta resolución.

Más información:
www.rohde-schwarz.com/radar

CONTENTS

Guerra electrónica 9
Subáreas de la guerra electrónica 9
Medidas de apoyo a la guerra electrónica 9
Ataque electrónico 10
Protección electrónica 10
Actividades de apoyo a la guerra electrónica 11
Actividades de ataque electrónico 12
Medidas de protección electrónica 13

Bandas de frecuencias 17
Bandas ISM 18

Frecuencias de radar 20

Modelos de antenas 22
Regiones de campo alrededor de una antena 24
Diagrama de antena 26
Ganancia de antena 28
Eficiencia de antena 29
Ancho del haz de una antena 31
Ángulo sólido del haz (Ω) 32
Tipos de antena 33

Potencia isotrópica radiada equivalente ... 38

Propagación de ondas radioeléctricas 38
Balance de potencias de un radioenlace 39
Zona Fresnel 41
Protuberancia terrestre 42
Distancia de la zona de Fresnel (FZ) 43
Pérdida de trayectoria en espacio libre 43
Pérdida de polarización de antena 44
Atenuación atmosférica 45
Modelo de pérdida de dos rayos 48
Difracción en filo de cuchillo 50

Diagramas de antena radar 52
Haces de antena para misiles guiados por comandos 54

Sensibilidad del receptor 55

Rango dinámico del receptor 56

Tipos de ruido 56
Factor de ruido 58
Cifra de ruido 58
Temperatura de ruido 58
Relación señal a ruido de cuantificación 59
Relación señal a ruido y distorsión 61
Relación señal a ruido más interferencia 61
Número efectivo de bits 62

Interferencia intencionada 63
Chaff 63
Sección equivalente de radar del chaff 64
Señuelos radar 65
Señuelos reflectores de esquina pasivos 65
Señuelos activos 65
Interferencia electrónica y engaño 67

Relación interferencia/señal 69

Alcance de penetración de interferencias 69

Interferencia de autoprotección 69

Interferencia remota 70
J/S para interferencia de apoyo 71
Alcance de penetración de interferencias para interferencias de apoyo 71

Interferencia de comunicaciones 72

Radar de impulsos 72
Alcance ciego del radar 74
Alcance inequívoco del radar 74
Radar chirp 76
Códigos Barker 78
Secuencias de códigos casi perfectas 79
Nivel máximo de lóbulo lateral 79
Nivel integrado de lóbulo lateral 80
Ciclo de trabajo 80

Radar de onda continua 81
Radar de onda continua sin modular 81
Radar CW con modulación en frecuencia 81
Radar FMiCW 83
Probabilidad de detección 84
Tasa de falsas alarmas 85
Tiempo de permanencia (T_D) 85
Aciertos por escaneo 86

Frecuencia Doppler 86
Velocidad radial 87
Modulación por motor de reacción 87
Dilema Doppler 88

Estimación de la altura 88

Clasificación de la refracción 91
Ducto 92

Horizonte del radar 93

Celda de resolución del radar 94
Blancos puntuales 94
Resolución de distancia del radar 94
Resolución angular del radar 95
Blancos de volumen 96

Ecuación del enlace unidireccional 97

Ecuación del radar bidireccional 97
Pérdidas 98
Pérdida por fluctuación 99
Casos Swerling 99

Ecuación de radar para radares meteorológicos 101

Sección equivalente de radar (RCS) 103
Región de Rayleigh, Mie y óptica 105
RCS para blancos complejos 107
Ejemplos de la RCS (en la banda X) 108
Retrorreflectores 111

Decibelio (dB) 113
Niveles absolutos de dB 115

Longitud de onda y velocidad de la luz ... 116

Lista de símbolos 117

GUERRA ELECTRÓNICA

La guerra electrónica (EW) es el arte y la ciencia de negar a un enemigo los beneficios del espectro electromagnético al tiempo que se los preserva para las fuerzas amigas.

Subáreas de la guerra electrónica

Medidas de apoyo a la guerra electrónica

Las medidas de apoyo a la guerra electrónica (ES) permiten detectar, interceptar, identificar, localizar y/o ubicar fuentes de energía electromagnética intencionada y no intencionada.

La inteligencia de señales (SIGINT), la cual analiza e identifica transmisiones interceptadas, incluye la frecuencia, el ancho de banda, la modulación («forma de onda») y la polarización:

- inteligencia electrónica (ELINT)
- inteligencia de comunicaciones (COMINT)
- inteligencia de señales de instrumentación extranjera (FISINT)

Ataque electrónico

Un ataque electrónico (EA) es el conjunto de acciones destinadas a interferir radares enemigos o comunicaciones (anteriormente «contramedidas electrónicas», ECM):

- interferencia pasiva, prescindibles (señuelos), chaff
- interferencia activa (generadores de RF)
  - interferencia de barreras
  - interferencia de engaño

Protección electrónica

Las funciones de protección electrónica (EP) de radares o sistemas de comunicación permiten reducir la eficacia de la guerra electrónica enemiga (anteriormente «contra-contracontramedidas electrónicas», ECCM):

- antipasivo
- antiactivo
- camuflaje electrónico
- medidas de baja probabilidad de interceptación (LPI) para radares y comunicaciones
- tecnología «furtiva»

Actividades de apoyo a la guerra electrónica

Las actividades relacionadas con las medidas de apoyo a la guerra electrónica incluyen:

- **Reconocimiento electrónico:** localización, identificación y evaluación de radiación electromagnética extranjera.
- **Inteligencia electrónica:** inteligencia técnica y de geolocalización proveniente de radiaciones electromagnéticas extranjeras que no se relacionan con las comunicaciones que emanan de fuentes distintas a detonaciones nucleares o fuentes radiactivas.
- **Seguridad electrónica:** protección que resulta de todas las medidas diseñadas para impedir que personas no autorizadas obtengan información valiosa que pudiera provenir de la interceptación y el estudio de radiaciones electromagnéticas que no se relacionan con las comunicaciones, por ejemplo, radares.

Actividades de ataque electrónico

Las actividades relacionadas con los ataques electrónicos son ofensivas o defensivas e incluyen:

- **Contramedidas:** forma de ciencia militar que, al emplear dispositivos y/o técnicas, tiene como objetivo la disminución de la eficacia operativa de las actividades enemigas.
- **Engaño electromagnético:** diversas técnicas de engaño electromagnético como la generación blancos falsos o blancos duplicados a fin de confundir los sistemas de inteligencia, vigilancia y reconocimiento enemigos.
- **Intrusión electromagnética:** inserción intencional de energía electromagnética en los caminos de transmisión de cualquier forma, con el objetivo de engañar o de causar confusión
- **Interferencia electromagnética:** radiación, rerradiación o reflexión deliberada de energía electromagnética con la finalidad de impedir o reducir la utilización efectiva del espectro electromagnético del enemigo, y con la intención de degradar o neutralizar la capacidad de combate del enemigo.

- **Impulso electromagnético:** radiación electromagnética de un impulso electrónico fuerte (p. ej. a causa de armas de energía dirigida) que pudiera acoplarse a los sistema eléctricos o electrónicos a fin de producir un incremento de corriente o voltaje para ocasionar daños.
- **Sondeo electrónico:** radiación intencionada diseñada para introducirse en los dispositivos o sistemas de enemigos potenciales con el propósito de aprender las funciones y capacidades operativas de sus dispositivos y sistemas.

Medidas de protección electrónica

- **Endurecimiento electromagnético:** acción llevada a cabo para proteger al personal, las instalaciones y/o equipamiento por medio de la supresión, el filtrado, la atenuación, la conexión a tierra, la vinculación y/o blindaje contra los efectos indeseables de la energía electromagnética como:
  - **Anti-crosspol:** reduce los lóbulos polarizados cruzados.
  - **Modos de penetración de interferencias:** incrementa la potencia del transmisor o ciclo de trabajo para incrementar el alcance de penetración de interferencias.

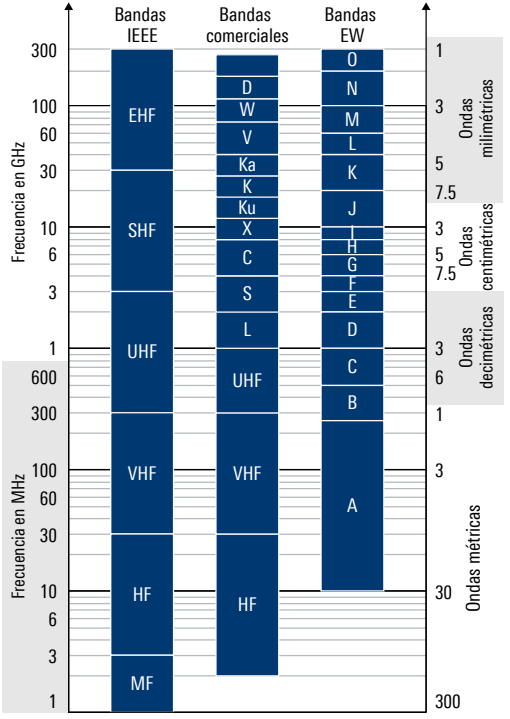
- **Agilidad de frecuencias:** requiere que la energía de interferencia se extienda a fin de cubrir las frecuencias de transmisión.
- **Modo «Home on jam»:** reduce la eficiencia de las interferencias de autoprotección, pone en peligro los sistemas de inhibición a distancia.
- **Radar monoimpulso:** contrarresta el engaño de ángulo multiimpulso.
- **Jitter de frecuencia de repetición de impulsos (PRF):** requiere de impulsos de cobertura más largos.
- **Compresión de impulsos:** reduce la J/S mediante el factor de compresión a menos que el sistema de inhibición tenga modulación de comprensión.
- **Radar Doppler de impulsos:** detecta tanto interferencias no coherentes como chaff, requiere de interferencias coherentes.
- **Supresión de lóbulo laterales:** anula las interferencias de los lóbulos laterales de impulsos.
- **Cancelación de lóbulos laterales:** reduce las interferencias de los lóbulos laterales de onda continua.
- **Lóbulos laterales ultrabajos:** reduce la J/S e incrementa el alcance de penetración de interferencias en las interferencias de los lóbulos laterales.

- **Enmascaramiento electrónico:** radiación controlada de energía electromagnética en frecuencias amigas a fin de proteger las emisiones de los sistemas amigos de comunicaciones y electrónicos contra medidas de apoyo a la guerra electrónica/inteligencia de señales, sin degradar de manera significativa el funcionamiento de los sistemas amigos.
- **Control de emisiones:** utilización selectiva y controlada de emisores electromagnéticos, acústicos o de otro tipo para optimizar las funciones de mando y control al tiempo que se minimiza lo siguiente para la seguridad de las operaciones:
  - la detección por sensores enemigos
  - la interferencia mutua entre sistemas amigos
  - la interferencia enemiga con la capacidad de ejecutar un plan de engaño militar
- **Gestión del espectro electromagnético:** planeamiento, coordinación y gestión del uso conjunto del espectro electromagnético por medio de procedimientos administrativos, operacionales y de ingeniería.

- **Modos de reserva para tiempos de guerra:** características y procedimientos de funcionamiento de los sensores, las comunicaciones, las ayudas a la navegación, el reconocimiento de amenazas, las armas y los sistemas de contramedidas que contribuirán a la eficacia militar en caso de que los comandantes enemigos los desconozcan o malinterpreten antes de utilizarlos, pero que podrían explotarse o neutralizarse si se conocen con antelación.
- **Compatibilidad electromagnética:** capacidad de los sistemas, equipamiento y dispositivos que utilizan el espectro electromagnético para operar en entornos previstos sin ocasionar o sufrir una degradación inaceptable o no intencionada debido a la radiación o respuesta electromagnética.

BANDAS DE FRECUENCIAS

Fig. 1: Banda de frecuencias de 1 MHz a 300 GHz



Bandas ISM

Las bandas de radio ISM son porciones del espectro radioeléctrico reservadas internacionalmente para propósitos industriales, científicos y médicos (ISM), se excluyen las aplicaciones en telecomunicaciones.

Véase la tabla de la siguiente página y observe las siguientes diferenciaciones de tipo.

Tipo A: la utilización de estas bandas de frecuencia para aplicaciones ISM estará sujeta a una autorización especial por parte del gobierno correspondiente, de acuerdo con otros gobiernos cuyos servicios de radiocomunicaciones pudieran verse afectados. Al aplicar esta disposición, los gobiernos deberán prestar atención a las últimas recomendaciones pertinentes de la ITU-R.

Tipo B: estas bandas de frecuencia también están designadas para aplicaciones ISM. Los servicios de radiocomunicaciones que operan en esta banda deben aceptar las interferencias perjudiciales que podrían ocasionar estas aplicaciones.

Gama de frecuencias	Ancho de banda	Modelo	Observación	Disponibilidad
de 6.765 MHz a 6.795 MHz	30 kHz	A	sujeto a la aceptación local	
de 13.553 MHz a 13.567 MHz	14 kHz	B		a nivel global
de 26.957 MHz a 27.283 MHz	326 kHz	B	Radio CB	a nivel global
de 40.66 MHz a 40.7 MHz	40 kHz	B		a nivel global
de 433.05 MHz a 434.79 MHz	1.74 MHz	A	control remoto	Europa
de 902 MHz a 928 MHz	26 MHz	B		América
de 2.4 GHz a 2.5 GHz	100 MHz	B	Wi-Fi	a nivel global
de 5.725 GHz a 5.875 GHz	150 MHz	B	Wi-Fi	a nivel global
de 24.00 GHz a 24.25 GHz	250 MHz	B		a nivel global
de 61.00 GHz a 61.5 GHz	500 MHz	A	sujeto a la aceptación local	
de 122 GHz a 123 GHz	1 GHz	A	sujeto a la aceptación local	
de 244 GHz a 246 GHz	2 GHz	A	sujeto a la aceptación local	

FRECUENCIAS DE RADAR

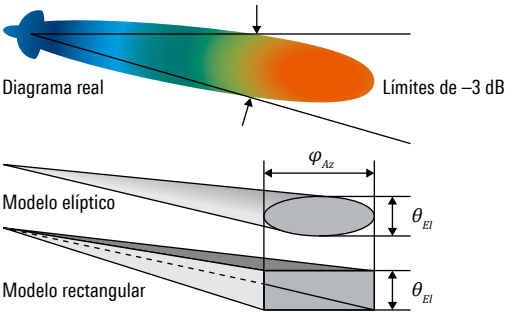
Gama de frecuencias	Aplicación
de 3 MHz a 40 MHz	radares transhorizontes
de 46 MHz a 68 MHz	radares perfiladores de viento
de 150 MHz a 350 MHz	radares antifurtivos
de 420 MHz a 450 MHz	radares de alerta temprana
de 470 MHz a 494 MHz	radares perfiladores de viento
de 850 MHz a 950 MHz	radares de vigilancia de largo alcance
de 1215 MHz a 1350 MHz	radares de defensa aérea y de control del tránsito aéreo (ATC) de largo alcance
de 1270 MHz a 1295 MHz	radares perfiladores de viento
de 2700 MHz a 2900 MHz	radares y sistemas de navegación
de 2900 MHz a 3100 MHz	radares y sistemas de navegación
de 3100 MHz a 3300 MHz	radares espaciales
de 3100 MHz a 3410 MHz	radares de vigilancia aerotransportados
de 4200 MHz a 4400 MHz	altímetros de transceptores aeronáuticos
de 5250 MHz a 5725 MHz	radares tácticos, VTS, de control de armas, meteorológicos
de 5725 MHz a 5850 MHz	radares meteorológicos
de 8500 MHz a 10000 MHz	radares de aproximación de precisión, radares de defensa aérea
de 8850 MHz a 9000 MHz	radares de navegación marítima, radares costeros

Gama de frecuencias	Aplicación
de 9200 MHz a 9300 MHz	radares de navegación marítima, radares costeros
de 9300 MHz a 9500 MHz	radares climáticos aerotransportados y radares militares multifunción aerotransportados
de 9500 MHz a 9800 MHz	radares espaciales
de 10.0 GHz a 10.5 GHz	radares civiles y militares
de 13.25 GHz a 14.0 GHz	radares militares, radares de ataque para buques
de 15.4 GHz a 15.7 GHz	radares de vigilancia de movimiento terrestre
de 15.7 GHz a 17.2 GHz	aplicaciones de radar militares
de 17.2 GHz a 17.7 GHz	radar de control de misiles
de 24.0 GHz a 24.5 GHz	radares de lluvia satelitales, radares didácticos (ISM)
de 31.8 GHz a 33.4 GHz	radares aerotransportados
de 33.4 GHz a 35.2 GHz	sensores de movimiento, sensores de corto alcance
de 35.2 GHz a 36.0 GHz	radares de lluvia satelitales
de 59.0 GHz a 64.0 GHz	radares aerotransportados
de 76.0 GHz a 77.5 GHz	transporte por carretera y radares telemáticos de tránsito
de 92.0 GHz a 95.0 GHz	radares de corto alcance
de 94.0 GHz a 94.1 GHz	radares perfiladores de nubes
de 237.9 GHz a 238.0 GHz	radares espaciales para nubes

MODELOS DE ANTENAS

Para poder realizar cálculos para antenas, son habituales algunas simplificaciones o incluso modelos.

Fig. 2: Energía radiada de los diagramas de antena



$$G_{elliptic} = \frac{16}{sin\varphi_{Az} sin\theta_{El}} \qquad G_{rectangular} = \frac{4\pi}{sin\varphi_{Az}\, sin\theta_{El}}$$

- La energía radiada se concentra completamente en el lóbulo principal del diagrama de antena. No habría lóbulos laterales.
- Toda la energía radiada se encuentra dentro del ancho de haz de media potencia de la antena. Afuera de estos límites de –3 dB, no hay radiación de energía.
- Dentro de los límites de –3 dB, la energía se distribuye de manera uniforme.

Al aplicar estas suposiciones por separado a los anchos de haz de media potencia vertical y horizontal de la antena da como resultado un modelo rectangular (véase Fig. 2, página 22). Al combinar estos ángulos para formar un ángulo sólido, el resultado es un modelo con una forma elíptica para el diagrama de antena.

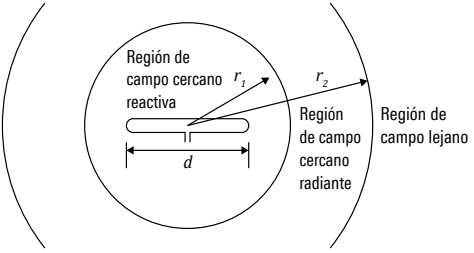
Estos modelos permiten comparar las densidades de potencia en las superficies iluminadas. Generalmente se utiliza el modelo rectangular más simple.

La diferencia entre ambos modelos corresponde a la diferencia entre 16 y 4π y equivale aproximadamente al 78 %. La corrección de estas imprecisiones que conciernen al diagrama real de la antena se realiza con el llamado factor de eficiencia de antena k_a (véase página 29) que se estima para cada forma de antena.

Regiones de campo alrededor de una antena

Los límites entre cada región dependen de la longitud de onda λ y del tamaño de la antena. Exhiben una progresión fluida y sus límites no están definidos de manera uniforme en la literatura.

Fig. 3: Regiones de campo



Región reactiva de campo cercano: el área en la proximidad inmediata de la antena. Los campos eléctricos y magnéticos no están necesariamente en fase uno con otro y la distribución de campo angular depende en gran medida de la distancia y la dirección de la antena.

$$r_1 \approx 0.62\sqrt{\frac{d^3}{\lambda}}$$

d Dimensión máxima de la antena
λ Longitud de onda

Región radiante de campo cercano (Fresnel): los campos eléctrico y magnético están en fase, pero la distribución de campo angular aun depende de la distancia de la antena.

Para antenas pequeñas (es decir, $d << \lambda$): $r_2 \geq 2\lambda$

Para antenas grandes: $$r_2 \approx \frac{2d^2}{\lambda}$$

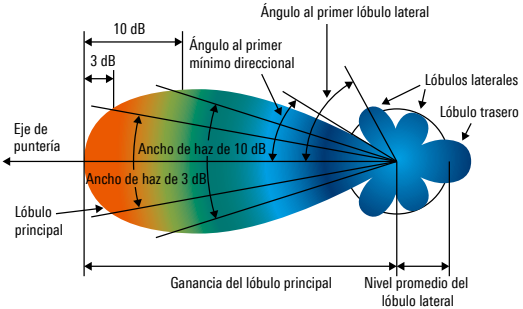
Región de campo lejano (Fraunhofer): los campos eléctricos y magnéticos están en fase, perpendiculares entre sí y perpendiculares también a la dirección de propagación. La distribución angular del campo es esencialmente independiente de la distancia de la antena y puede aproximarse con frentes de onda esféricos.

Nota: los patrones de directividad y la ganancia de antena siempre se expresan por medio de la suposición de las condiciones de campo lejano.

Diagrama de antena

Diagrama de antena es un término utilizado para designar la dependencia angular de la intensidad de las ondas radioeléctricas que provienen de la fuente de la antena.

Fig. 4: Ganancia de antena en términos de dirección



El **eje de puntería** es la dirección en la cual la antena apunta. Por lo general es la dirección de máxima ganancia cuando no se produce ninguna rotación electrónica.

El **lóbulo principal** es el haz primario o de máxima ganancia de la antena. El lóbulo principal tiene tanto una forma vertical como horizontal que pueden ser iguales

(simétrica) o diferentes (asimétrica). La potencia en este punto se define como 0 dB. Todos los demás valores se relacionan con este punto.

Las antenas también tienen otros haces además de un lóbulo principal:

- El **lóbulo trasero** apunta en la dirección opuesta del lóbulo principal.
- Los **lóbulos laterales** apuntan en una dirección diferente.
- **Lóbulos de rejilla** es el término que se utiliza para los lóbulos laterales de gran tamaño en el diagrama de antena. Pueden tener aproximadamente el tamaño del lóbulo principal. A veces los lóbulos de rejilla se producen con los conjuntos fásicos de antenas en función de la dirección de orientación (y también con las sondas de ultrasonido que se utilizan en sonografía).

Ganancia de antena

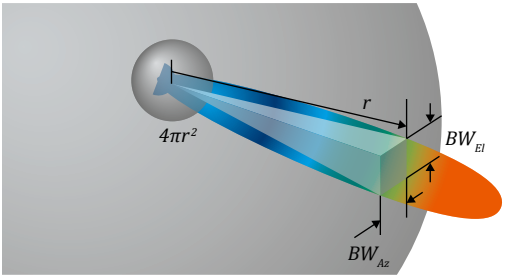
Comparación del área iluminada con el área de una antena isotrópica (es decir, superficie esférica). Modelo rectangular, ángulos en radianes, para ángulos muy pequeños, $sin\varphi \approx \varphi$:

$$G = \frac{\text{Surface of sphere}}{\text{Surface of rectangle}} = \frac{4\pi \cdot r^2}{r^2 \cdot sin\,\varphi \cdot sin\,\theta} \approx \frac{4\pi}{\varphi \cdot \theta}$$

Si los ángulos del ancho del haz están en grados:

$$G = \frac{4\pi}{\frac{\pi}{180} BW_{Az} \cdot \frac{\pi}{180} BW_{El}} = \frac{4 \cdot 180^2}{\pi \cdot BW_{Az} \cdot BW_{El}} \approx \frac{41253}{BW_{Az} \cdot BW_{El}}$$

Fig. 5: Ganancia de antena de modelo rectangular



Eficiencia de antena

Los modelos teóricos dan como resultado factores de disipación en comparación con la antena real. Esto corresponde aproximadamente al porcentaje de la potencia total de entrada o de salida hacia o desde una antena que se transmite o se recepciona dentro del ancho del haz de –3 dB (un plato con una gama de frecuencias del 10 % puede tener un factor de eficiencia de antena $k_a \approx 55\%$, la eficiencia de plato de 2 GHz a 18 GHz se correlaciona con $k_a \approx 30\%$).

Ganancia de un plato parabólico no simétrico con una eficiencia del 55 %.

Ganancia como factor:

$$G \approx \frac{23000}{BW_{Az} \cdot BW_{El}}$$

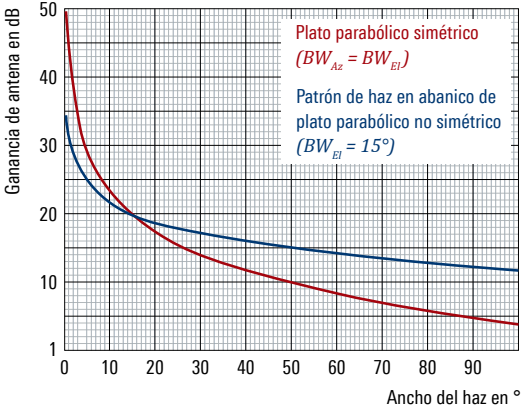
Ganancia en dB:

$$G \approx 43.6 - 10\log(BW_{Az} \cdot BW_{El})$$

Esto significa que los platos parabólicos simétricos con un ancho de haz de 1° tienen una ganancia cercana a los 43.6 dBi.

Eficiencia de antena	Ajuste a ganancia (vs. 55 %)
60 %	+0.4 dB
50 %	–0.4 dB
45 %	–0.9 dB
40 %	–1.4 dB
35 %	–2.0 dB
30 %	–2.6 dB

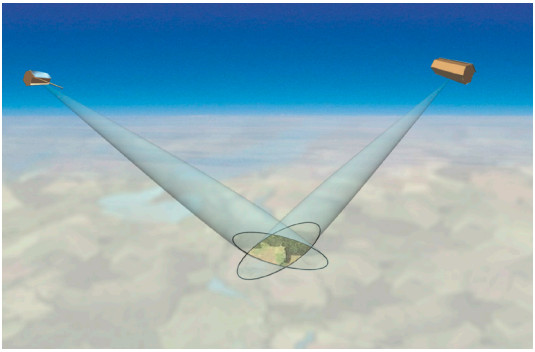
Fig. 6: Ganancia de antena en función del ancho del haz



Ancho del haz de una antena

El ancho del haz de una antena (Θ) de radar suele entenderse, para simplificar, como el ancho del haz de media potencia (–3 dB), es decir, los límites del diagrama de antena en los que solo se mide la mitad la potencia de transmisión (véase Fig. 2, página 22).

Un término adicional es **ancho del haz bidireccional**. Este término significa que el radar solo puede detectar un blanco solo si el diagrama de antena del transmisor y del receptor tienen áreas iluminadas comunes.



El área superpuesta de iluminación contribuye a las detecciones.

En el caso del radar de apertura sintética, esto significa que solo el área de iluminación superpuesta contribuye a las detecciones. Por lo tanto, la potencia resultante es menor que la de un radar monoestático clásico con apertura real: aquí en los límites de –1.5 dB, debido a que solo aproximadamente la mitad del elipse de la huella puede ser iluminada por todas las posiciones delos satélites desde todas las posiciones.

Ángulo sólido del haz (Ω)

Un ángulo sólido es una medición del ángulo bidimensional con el nombre variable Ω. La unidad de medición es la unidad auxiliar Steradian (Sr). El ángulo sólido del haz Ω_A se define como el ángulo sólido a través del cual toda la potencia de la antena fluiría en caso de que su intensidad de radiación fuera constante (e igual al valor máximo) para todos los ángulos dentro de Ω_A (véase modelos de antenas, página 22). Es un valor más bien teórico, pero puede ser aproximado para antenas con directividad muy alta y lóbulos laterales pequeños:

$$\Omega_A = \theta_{Az} \cdot \theta_{El}$$

θ_{Az} Ancho del haz horizontal de media potencia

θ_{El} Ancho del haz vertical de media potencia (ambos en radianes)

Tipos de antena

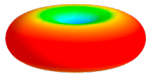
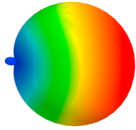
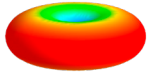
Ilustración	Diagrama	Especificaciones típicas
Antena isotrópica		
		Ancho del haz: 360° × 360° Ganancia: 0 dBi Todas las demás: definidas individualmente como antena bajo prueba
Dipolo de media onda		
		Polarización: alineada con la orientación del elemento Ancho del haz: 80° × 360° Ganancia: 1.76 dBi Ancho de banda: 10 % Gama de frecuencias: de A a K
Dipolo PCB con reflector		
		Polarización: alineada con la orientación del elemento Ancho del haz: 70° × 90° Ganancia: 4.2 dBi Ancho de banda: 10 % Gama de frecuencias: de D a K
Dipolo plegado		
		Polarización: alineada con la orientación del elemento Ancho del haz: 70° × 90° Ganancia: 4.2 dBi Ancho de banda: 10 % Gama de frecuencias: de D a K

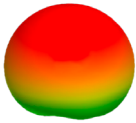
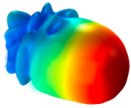
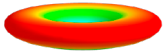
Ilustración	Diagrama	Especificaciones típicas
Antena plana		
		Polarización: lineal y circular Ancho del haz: 40° × 40° Ganancia: 2.97 dBi Ancho de banda: 3 % Gama de frecuencias: de A a M
Antena de ranura cónica		
		Polarización: alineada con la orientación del elemento Ancho del haz: de 50° a 70° Ganancia: de 6 dBi a 12 dBi Ancho de banda: de 2 a 4 octavos Gama de frecuencias: de A a K
Antena de un ¼ de onda (monopolo)		
		Polarización: alineada con la orientación del elemento Ancho del haz: 45° × 360° Ganancia: 0 dB Ancho de banda: 10 % Gama de frecuencias: de A a F

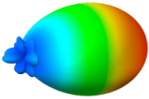
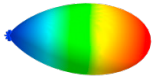
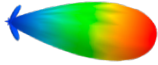
Ilustración	Diagrama	Especificaciones típicas
Antena hélice		
		Polarización: circular Ancho del haz: 50° × 50° Ganancia: 10 dBi Ancho de banda: 56 % Gama de frecuencias: de A a F
Bocina piramidal		
		Polarización: lineal Ancho del haz: 40° × 50° Ganancia: de 5 dBi a 15 dBi Ancho de banda: 1 octavo Gama de frecuencias: de A a M
Bocina cónica		
		Polarización: lineal y circular Ancho del haz: 40° × 40° Ganancia: de 5 dBi a 15 dBi Ancho de banda: 1 octavo Gama de frecuencias: de A a M
Antena Yagi		
		Polarización: alineada con la orientación del elemento Ancho del haz: de 10° a 90° Ganancia: de 5 dBi a 17 dBi Ancho de banda: 5 % Gama de frecuencias: de A a F

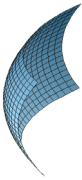
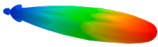
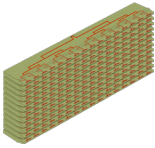
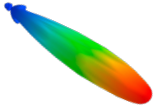
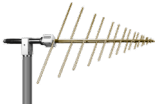
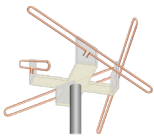
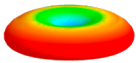
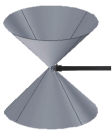
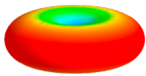
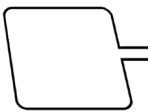
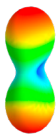
Ilustración	Diagrama	Especificaciones típicas
Antena parabólica		
		Polarización: depende de la alimentación Ancho del haz: de 0.5° a 30° Ganancia: de 10 dBi a 55 dBi Ancho de banda: depende de la alimentación Gama de frecuencias: de A a K
Conjunto fásico de antenas		
		Polarización: depende de los elementos Ancho del haz: de 0.5° a 30° Ganancia: depende de los elementos Ancho de banda: 10 % Gama de frecuencias: de A a K
Antena log-periódica dipolar		
		Polarización: lineal Ancho del haz: 80° × 60° Ganancia: de 6 dBi a 8 dBi Ancho de banda: 1½ octavos Gama de frecuencias: de A a F

Ilustración	Diagrama	Especificaciones típicas
Antena Lindenblad		
		Polarización: circular Ancho del haz: 80° × 360° Ganancia: 7.4 dB Ancho de banda: 5 % Gama de frecuencias: de A a F
Antena bicónica		
		Polarización: alineada con la orientación del elemento Ancho del haz: (de 40° a 100°) × 360° Ganancia: de 0 dBi a 4 dBi Ancho de banda: 25 % Gama de frecuencias: de A a K
Antena de bucle rectangular		
		Polarización: horizontal Ancho del haz: 80° × 360° Ganancia: 1.51 dBi Ancho de banda: 10 % Gama de frecuencias: de A a C

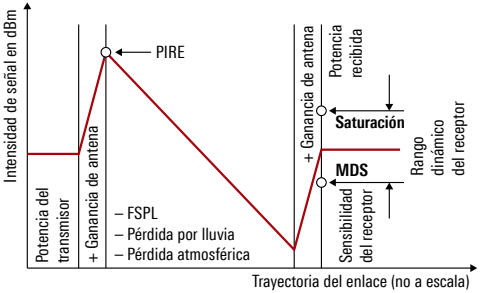
POTENCIA ISOTRÓPICA RADIADA EQUIVALENTE

La potencia isotrópica radiada equivalente o PIRE (EIRP en inglés) es la potencia hipotética que una antena isotrópica debería irradiar a fin de proporcionar la misma intensidad de señal (equivalente) que la antena fuente real en la dirección del haz más fuerte de la antena.

$$EIRP = P_{TX} \cdot G_{TX}$$

PROPAGACIÓN DE ONDAS RADIOELÉCTRICAS

Fig. 7: Trayectoria del enlace desde el transmisor hasta el receptor



Balance de potencias de un radioenlace

Un balance de potencias de un radioenlace es un cálculo de todas las ganancias y pérdidas de potencia entre el transmisor y receptor.

$$P_{RX} = EIRP - L_{TX} - L_{FSPL} - L_{atm} - L_M + G_{RX} - L_{RX}$$

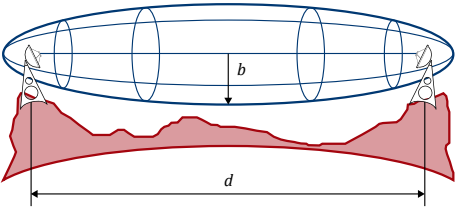
P_{RX}	Potencia recibida en dBm
$PIRE$	$P_{TX} \cdot G_{TX}$ = Potencia isotrópica radiada equivalente en dBm
$EIRP$	(por sus siglas en inglés)
L_{TX}	Pérdidas del transmisor en dB (cable coaxial, conectores, ...)
L_{FSPL}	Pérdida de trayectoria en espacio libre en dB
L_{atm}	Pérdida atmosférica en dB
L_M	Pérdidas diversas en dB (margen de desvanecimiento, pérdida de cuerpo, desadaptación de polarización, y otras pérdidas, ...)
G_{RX}	Ganancia de la antena receptora en dBi
L_{TX}	Pérdidas del transmisor en dB (cable coaxial, conectores, etc.)

Señal y entorno	Modelo de propagación
Alta frecuencia y/o trayectoria del enlace alejada del suelo y/o antenas estrechas	Línea de visibilidad directa (FSPL)
Señal cerca del suelo o agua y frecuencia por debajo de las microondas	
Distancia de enlace menor que el radio de la zona Fresnel	Línea de visibilidad directa (FSPL)
Distancia de enlace mayor que el radio de la zona Fresnel	Modelo de pérdida de dos rayos
El trayecto de señal pasa cerca de la cresta o colina	Línea de visibilidad directa más pérdida por difracción en filo de cuchillo

Zona Fresnel

La primera zona Fresnel es una región con forma elipsoidal en el espacio donde la diferencia de trayecto es λ/2, el cual se centra alrededor de la línea del trayecto de transmisión directo. En esta región, es donde se lleva a cabo la transferencia de energía entre el transmisor y el receptor. Esta zona debe mantenerse, en gran medida, libre de obstrucciones a fin de evitar interferencias con la recepción de ondas radioeléctricas.

Fig. 8: Zona Fresnel como una región de forma elipsoidal



$$b = 0.5\sqrt{\lambda d} = 0.5\sqrt{\frac{c_0 d}{f}}$$

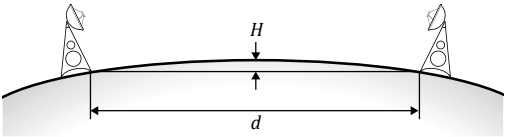
b	Radio máximo
d	Distancia del enlace
λ	Longitud de onda
c_0	Velocidad de la luz

Un obstáculo en la primera zona Fresnel ocasiona pérdidas adicionales de aproximadamente 6 dB a pesar de una línea de visibilidad directa clara. Cubrir el 40 % de la primera zona Fresnel puede bloquear completamente el enlace radioeléctrico.

Protuberancia terrestre

Para la transmisión de enlaces, la protuberancia terrestre es la altura en la cual un obstáculo se extiende por encima del trayecto debido a la curvatura de la tierra.

Fig. 9: Relación entre la protuberancia terrestre y la distancia de enlace



$$H = \frac{d^2}{66}$$

H	Protuberancia terrestre en m
d	Distancia del enlace en km

Distancia de la zona de Fresnel (FZ)

La distancia de la zona Fresnel es la distancia del transmisor en la cual la cancelación de fase se vuelve dominante sobre la pérdida por dispersión.

$$FZ = \frac{4\pi h_{TX} h_{RX}}{\lambda}$$

h_{TX} Altura de la antena transmisora
h_{RX} Altura de la antena receptora

Si la distancia de enlace es menor que la FZ, se utiliza la pérdida de trayectoria en espacio libre (FSPL) y, en caso contrario la pérdida de dos rayos.

Pérdida de trayectoria en espacio libre

La FSPL es la pérdida entre dos antenas isotrópicas en el espacio libre, expresadas como la relación de potencias entre la potencia de transmisión P_{TX} y la potencia de recepción P_{RX}. Aumenta con el cuadrado de la distancia entre las antenas ya que las ondas radioeléctricas se dispersan por la ley del cuadrado inverso y disminuyen con el cuadrado de la longitud de onda λ de las ondas radioeléctricas.

$$FSPL = \frac{P_{TX}}{P_{RX}} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2$$

P_{TX} Potencia de transmisión
P_{RX} Potencia de recepción
R Alcance
λ Longitud de onda

Pérdida de polarización de antena

La polarización de una antena se refiere a la dirección de los campos eléctricos radiados por la antena.

Valores prácticos de pérdidas por desadaptación polarización

Polarización		Blanco puntual	Blanco de volumen
Transmisor	Receptor		
H	H	0 dB	0 dB
H	V	–10 dB	–15 dB
V	V	0 dB	0 dB
V	H	–10 dB	–15 dB
PCD	PCD	–3 dB	–20 dB
PCD	PCI	0 dB	0 dB
PCI	PCI	–3 dB	–20 dB
H o V	PCD o PCI	–3 dB	–3 dB
PCD o PCI	V o H	–3 dB	–3 dB

Atenuación atmosférica

Es la reducción de la intensidad de una señal electromagnética que se propaga a través de atmósfera conforme se aleja de la fuente. Es causada por la interacción de la señal con componentes gaseosos de la atmósfera (dispersión molecular), hidrometeoros o aerosoles (lluvia o niebla).

Véase Fig. 10: Atenuación atmosférica y por lluvia, página 46

Nota: tanto la pérdida atmosférica como la pérdida por lluvia se suelen ignorar por debajo de los 10 GHz.

Fig. 10: Atenuación atmosférica y por lluvia

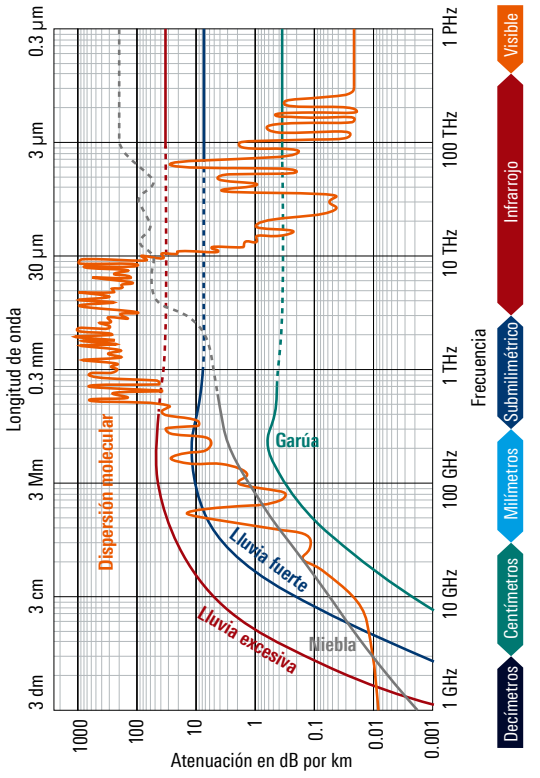
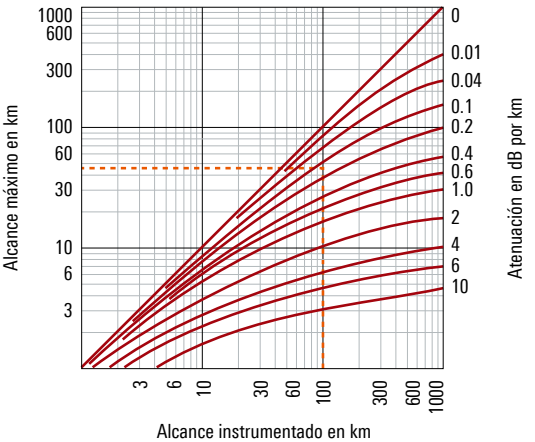


Fig. 11: Influencia de la atenuación atmosférica en el alcance máximo de un radar



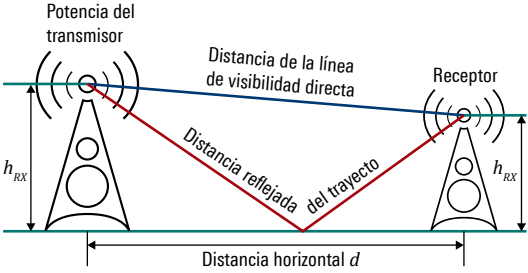
Ejemplo: un radar que utiliza 10 GHz en caso de lluvia intensa tiene una atenuación de 0.12 dB por km (véase Fig. 10: Atenuación atmosférica y por lluvia, página 46 para la atenuación por km). Además, existe una ligera atenuación debido a la dispersión molecular de 0.02 dB por km. Sumado, esto equivale a 0.14 dB por km.

Aquí, el alcance energético máximo original del radar de 100 km se reduce a menos de 45 km.

Modelo de pérdida de dos rayos

El modelo de dos rayos considera dos componentes de la señal recibida en el extremo receptor. Uno de ellos es el componente de la línea de visibilidad directa (LOS), la cual es la misma que la señal en transmisión que se propaga en el espacio libre. El otro componente es el que se refleja del suelo.

Fig. 12: Distancia de la línea de visibilidad directa y del trayecto reflejado



Las distancias recorridas por el rayo de la línea de visibilidad directa y por el rayo reflejado son dadas por:

$$d_{LOS} = \sqrt{d^2 + (h_{TX} - h_{RX})^2}$$
$$d_{ref} = \sqrt{d^2 + (h_{TX} + h_{RX})^2}$$

La fase diferencial está dada por:

$$\varphi = \frac{2\pi(d_{ref} - d_{LOS})}{\lambda}$$

En función de la fase diferencial (φ) entre los rayos directos y reflejados, la señal recibida puede sufrir interferencias constructivas o destructivas.

$$P_{RX} \approx P_{TX} \frac{G_{TX} h_{TX}^2 G_{RX} h_{RX}^2}{d^4}$$

En decibelios (dB):

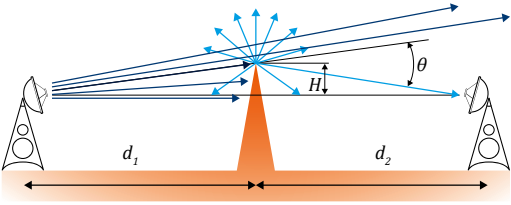
$$P_{TX} = P_{TX} + G_{TX} + G_{RX} + 20\,log(h_{TX}) + 20\,log(h_{RX}) - 40\,log(d)$$

Este modelo también se conoce como el **modelo de interferencia de dos rayos**.

Difracción en filo de cuchillo

La pérdida por difracción en filo de cuchillo es una pérdida adicional a las pérdidas del modelo de propagación (dos rayos o FSPL). El trayecto de la línea de visibilidad directa puede pasar por encima o por debajo de la parte superior del filo de cuchillo. Aunque no pase muy por encima, aún se producirán pérdidas por difracción en filo de cuchillo.

Fig. 13: Difracción en filo de cuchillo



v	Parámetro de dispersión Fresnel-Kirchhoff
H	Altura del filo de cuchillo con respecto al trayecto de la línea de visibilidad directa en caso de que no hubiera filo de cuchillo
d_1	Distancia al filo de cuchillo
d_2	Distancia más allá del filo de cuchillo
λ	Longitud de onda

Para estimar la pérdida por difracción en filo de cuchillo, necesitamos una variable auxiliar, el **parámetro de difracción Fresnel-Kirchhoff**:

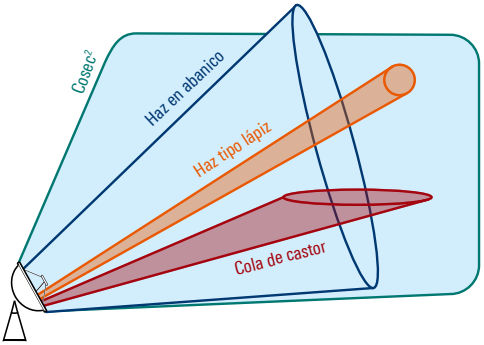
$$\nu = H\sqrt{\frac{2}{\lambda}\left(\frac{1}{d_1}+\frac{1}{d_2}\right)} = \theta\sqrt{\frac{2}{\lambda\left(\frac{1}{d_1}+\frac{1}{d_2}\right)}} \approx \sqrt{\frac{2H\theta}{\lambda}}$$

La pérdida por difracción en filo de cuchillo (L_{KED}) puede calcularse casi exactamente con:

$$\begin{array}{ll} \nu < 0 & L_{KED} = 0 \\ 0 < \nu < 2.4 & L_{KED} = 1.27\nu^2 + 9\nu + 6 \\ \nu > 2.4 & L_{KED} = 13 + 20\log\nu \end{array}$$

DIAGRAMAS DE ANTENA RADAR

Fig. 14: Diagramas de antena de radar de un vistazo



Haz tipo lápiz: haz muy estrecho tanto en azimut como elevación (fino como un lápiz); se utiliza en radares 3D, como radares de instrumentación, radares meteorológicos y radares de defensa aérea

Haz en abanico: haz muy estrecho en azimut (cerca de 1° a 2°) pero ancho en elevación (hasta 30°); se utiliza en radares 2D como radares de vigilancia aérea, radares de navegación o radares de área terminal

Patrón de cola de castor: ancho de haz más ancho en azimut (aproximadamente de 5° a 10°) que en elevación (menos de 1°); se utiliza en los radares medidores de altitud antiguos y en la parte de trayectoria de descenso en radares de aproximación de precisión

Patrón cosecante cuadrado (Cosec² o CSC²) : especialmente diseñado para conjuntos de radares de vigilancia aérea 2D. La potencia recibida será independiente del alcance del radar para un blanco con altura constante (Cosec² inverso significa lo opuesto, se utiliza en radares costeros)

Patrón omnidireccional: en la medida de lo posible sin directividad, se utiliza para las telecomunicaciones aeronáuticas, pero también para radares como una antena auxiliar para la supresión de los lóbulos laterales

Haces de antena para misiles guiados por comandos

Haz de seguimiento: un haz delgado tipo lápiz para seguir el blanco

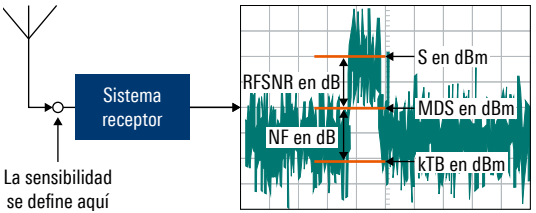
Haz de guía haz ligeramente más ancho para transmitir los comandos al misil tierra-aire

Haz de captura: un haz de corto alcance muy ancho para encontrar (capturar) un misil recién lanzado

SENSIBILIDAD DEL RECEPTOR

La sensibilidad (S) es un valor específico del nivel de señal mínimo de la antena en el que el receptor puede proporcionar una adecuada relación señal/ruido (SNR) de salida. La señal mínima discernible (MDS) es el nivel de señal para 0 dB de relación señal/ruido de radiofrecuencia (RFSNR). La MDS suele expresarse en dBm.

Fig. 15: Definición de sensibilidad de receptor



$$S = kTB + NF + RFSNR \qquad \text{(en dBm)}$$

$$kTB = -114 + 10\,log\left(\frac{BW}{1\ \text{MHz}}\right) \qquad \text{(en dBm)}$$

RANGO DINÁMICO DEL RECEPTOR

El rango dinámico (DR) de un receptor in dB puede definirse como el nivel de señal máximo posible que puede recibirse sin cambiar la forma de onda (distorsión debida a la saturación), menos la señal mínima discernible, ambos en dBm.

$$DR \doteq P_{in,\,saturation} - MDS$$ [1)]

1) $\doteq$ es el símbolo para la aproximación del valor límite.

TIPOS DE RUIDO

En electrónica, ruido es una perturbación no deseada en una señal eléctrica:

- **Ruido térmico: ruido** generado por el movimiento térmico aleatorio de los electrones dentro del conductor eléctrico
- **Ruido blanco:** ruido con potencia igual en cualquier banda de frecuencias de un ancho de banda dado
- **Ruido rosa o ruido de parpadeo o ruido 1/f:** ruido con un espectro de frecuencia que cae de forma constante en las frecuencias más altas
- **Ruido browniano o ruido rojo:** tipo de ruido producido por el movimiento browniano, su densidad de potencia disminuye en 6.02 dB por octava al incrementar la frecuencia sobre una gama de

frecuencias (densidad de frecuencia proporcional a $1/f^2$)

- **Ruido azul o ruido celeste:** la densidad de potencia aumenta 3.01 dB por octava con el aumento de la frecuencia sobre una gama de frecuencias finita
- **Ruido de impacto:** resulta de fluctuaciones estadísticas aleatorias inevitables de la corriente eléctrica
- **Ruido oscuro:** nivel de ruido de impacto más allá de la sensibilidad de un espectrómetro o sensor de luz
- **Ruido de ráfaga (o «ruido popcorn»):** consiste de transiciones repentinas como de escalón entre dos o más niveles discretos de voltaje o corriente en momentos aleatorios e impredecibles
- **Ruido de tiempo de tránsito:** si el tiempo que le toma a los electrones viajar desde el emisor al colector en un transistor llega a poderse comparar con el periodo de la señal que se amplifica (es decir, a frecuencias superiores a VHF y más allá), se produce el efecto de tiempo de tránsito y la impedancia de entrada de ruido del transistor disminuye.
- **Ruido de fase:** representación del dominio de la frecuencia de fluctuaciones aleatorias en la fase de una forma de onda, que corresponden a las desviaciones del dominio de tiempo de la periodicidad perfecta (jitter)

Factor de ruido

El factor de ruido (F_n) es una medición de la forma en la cual un componente de sistema degrada la medición de la relación señal/ruido (SNR).

$$F_n = \frac{\mathrm{SNR}_{\mathrm{out}}}{\mathrm{SNR}_{\mathrm{in}}}$$

Cifra de ruido

La cifra de ruido (NF) es el factor de ruido convertido a dB.

$$NF = 10\,log(\,F_n)$$

Temperatura de ruido

La temperatura de ruido equivalente (T_e) es la temperatura de una resistencia hipotética a la entrada de un dispositivo libre de ruido ideal que generaría la misma potencia de ruido de salida por unidad de ancho de banda que la fuente de ruido en una frecuencia determinada.

$$T_e = 290 - (F_n - 1) \quad T_e = 290 \cdot \left[10^{\left(\frac{NF}{10}\right)} - 1\right]$$

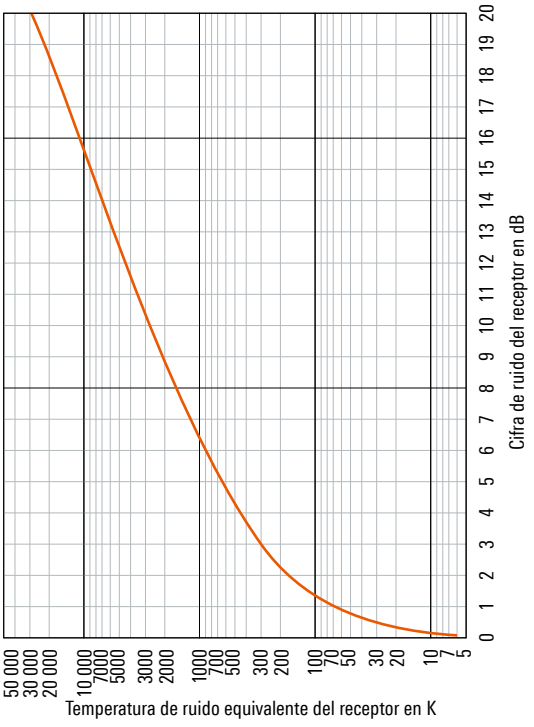
Por ejemplo, un receptor con una cifra de ruido de 0.7 dB tiene el mismo ruido interno que un receptor ideal con una resistencia de entrada adaptada a 51 K.

La temperatura de ruido es proporcional a la potencia de ruido, así como al total de la temperatura de ruido de dos o más fuentes de ruido combinadas es la suma de la temperatura de ruido de todas las fuentes.

Relación señal a ruido de cuantificación

La relación señal a ruido de cuantificación (SQNR) es una medida de la calidad de cuantificación o conversión digital de una señal analógica. Se define como la potencia normalizada de la señal dividida por la potencia normalizada del ruido de cuantificación. La SQNR en dB es aproximadamente igual a seis veces el número de bits de un convertidor A/D. Por ejemplo, la SQNR máxima para 16 bits sería de unos 96 dB.

Fig. 16: Temperatura de ruido del receptor en función de la cifra de ruido



Relación señal a ruido y distorsión

La relación señal a ruido y distorsión (SINAD) es una medición de la calidad de una señal. La SINAD es ampliamente utilizada como un parámetro para medir la sensibilidad radioeléctrica.

$$\text{SINAD} = 10\,log_{10}\left(\frac{P_S + P_N + P_D}{P_N + P_D}\right)$$

SINAD	Relación señal a ruido y distorsión
P_S	Potencia de señal
P_N	Potencia de ruido
P_D	Potencia de distorsión

Relación señal a ruido más interferencia

La relación señal a ruido más interferencia (SNIR (o relación señal a interferencia más ruido (SINR)) se define como la potencia de una señal de interés dividida por la sumatoria de la potencia de interferencia y la potencia del ruido de fondo.

$$\text{SNIR} = \frac{P_S}{P_N + P_I}$$

P_S	Potencia de señal
P_N	Potencia de ruido
P_I	Potencia de interferencia

El rango de valores de la SINR es entre –12 dB y +40 dB. Las buenas conexiones muestran valores a partir de +10 dB. Una SINR entre 0 dB y 9 dB aún se

utiliza mucho. Con valores por debajo de 0 dB, sin embargo, predomina el ruido y/o las interferencias. Si la potencia de interferencia es cero, esto es equivalente a la relación señal/ruido.

Número efectivo de bits

El número efectivos de bits (ENOB) es una medida del rango dinámico de un convertidor A/D, convertidor D/A o circuitos asociados. Describe la resolución efectiva del sistema en bits.

$$\mathrm{ENOB} = \frac{\mathrm{SINAD} - 1.76}{6.02}$$

SINAD Relación señal a ruido y distorsión en dB
1.76 = 10log(1.5), error de cuantificación en un convertidor A/D ideal
6.02 = 20log(2), convierte decibelios (un valor de potencia decimal $\log_{10}$) a bits (un valor de voltaje binario $\log_2$)

INTERFERENCIA INTENCIONADA

Interferencia mecánica con chaff, reflectores de esquina y señuelos.

Chaff

Chaff es un ataque de radar en la que una aeronave u otros blancos esparcen una nube de pequeños y delgados trozos de aluminio, fibra de vidrio metalizada o plástico que aparecen en la pantalla del radar como un racimo de blancos primarios o inundan la pantalla con múltiples retornos.

Fig. 17: Chaff

Sección equivalente de radar del chaff

Piezas en forma de cinta de material conductor de electricidad desplegados por una aeronave para ocultar otra aeronave. Antes eran finas tiras de estaño, ahora son finas fibras de vidrio vaporizadas de aluminio, que generan un fuerte desorden en grandes áreas y que se mueven con la velocidad del viento.

- Velocidad de caída del chaff ≤ 0.5 m/s
- La nube de chaff es efectiva 0.5 s tras el inicio de su contenedor; permanece en el aire hasta 30 min.

La sección equivalente de radar (RCS) de un solo dipolo es:

- Máxima: $\sigma_1 = 0.86 \cdot \lambda^2$ (orientada tangencialmente, misma polarización)
- Promedio: $\sigma_1 = 0.155 \cdot \lambda^2$ (sobre dipolos orientados aleatoriamente)

La RCS del volumen de impulsos (página 96) que incluyen dipolos N del chaff:

- $0.925 \cdot N \cdot \sigma_1$ con λ espaciado
- $0.981 \cdot N \cdot \sigma_1$ con 2λ espaciado
- $N \cdot \sigma_1$ con amplio espaciado

El número de dipolos puede calcularse mediante el volumen de impulsos divididos por el espaciado a la potencia de tres, p. ej. por 2λ espaciado: $N = V / (2\lambda)^3$.

Señuelos radar

El propósito de cualquier señuelo es hacer creer a un sensor que está viendo algo real y a continuación centrar su acción contra el señuelo.

Señuelos reflectores de esquina pasivos

(ver: retroreflectors, página 111)

Señuelos activos

Los señuelos activos reciben la señal en transmisión del radar, la amplifican y la vuelven a transmitir en tiempo real. Así, generan una RCS mucho mayor. Los señuelos activos pueden utilizar sistema de antenas de Van Atta, página 112.

$$\sigma = 39 + G_{amplifier} - 20\log(f)$$

σ	Sección equivalente de radar (simulada)
$G_{amplifier}$	Ganancia de los amplificadores
f	Frecuencia en MHz

Fig. 18: Señuelos activos

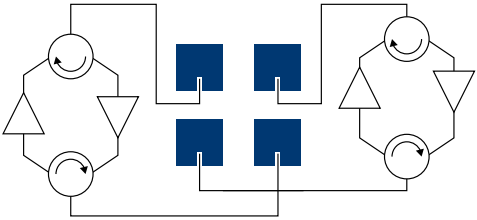
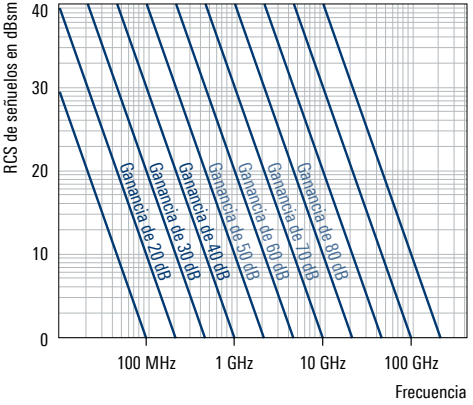


Fig. 19: RCS de señuelos



Nota: la ganancia del amplificador no puede ser muy elevada debido al peligro de realimentación y autooscilaciones.

Interferencia electrónica y engaño

- **Interferencia de ruido:** una señal aleatoria continua que se emite con el objetivo de ocultar el eco de la aeronave del radar enemigo.
- **Interferencia dirigida:** interferencia de banda de frecuencias estrecha que se concentra contra un radar específico en una frecuencia particular.
- **Interferencia de barrido:** interferencia de banda estrecha que se barre a través de la banda de frecuencias que se desea a fin de maximizar la salida de potencia.
- **Interferencia de barrera:** desplazamiento de frecuencia más rápido de manera que toda la banda de frecuencias es interferida casi en simultáneo.
- **Interferencia de base:** un tipo de interferencia de barrera en la que se interfiere un radar de manera efectiva en su fuente y en todas las frecuencias mientras que los demás radares continúan funcionando con normalidad.
- **Interferencia de impulsos:** interferencia de ruido sincronizada con la rotación de la antena de un radar de búsqueda, lo que dificulta descubrir la dirección del sistema inhibidor.

- **Sistema inhibidor de impulsos de cobertura:** transmite ruido en caso de que solo se reciba una señal radar; cualquier aeronave que vuele detrás del sistema inhibidor se mantiene cubierta.
- **Mejora de señal real (blip):** simula un objetivo más grande que el real.
- **Interferencia del repetidor:** recibe la forma de onda del radar, la graba y la vuelve a transmitir tras un retraso.
- **interferencia engañosa o «range gate pull-off» (RGPO):** como el sistema inhibidor del repetidor pero con retraso que va en aumento de impulso a impulso (contra el radar de seguimiento).
- **Engaño de velocidad o «velocity gate pull-off» (VGPO):** este engaño consiste en repetir una réplica desplazada en frecuencia de la señal radar recibida; la frecuencia del falso retorno se altera lentamente para interferir con el desplazamiento Doppler real.
- **Chaff iluminado por el sistema de inhibición (JAFF) o iluminación de chaff (CHILL):** una aeronave dispensa chaff y en simultáneo lo ilumina con la señal interferente.
- **Interferencia de ojo cruzado (CEJ):** su objetivo es crear errores angulares en el peor de los casos en radares monoimpulso por medio del desplazamiento del punto mira del radar de seguimiento hacia la dirección de la señal interferente más fuerte

RELACIÓN INTERFERENCIA/SEÑAL

Interferencia/señal (J/S) o interferencia a señal (J-to-S) es la relación entre la potencia recibida (J) de la señal interferente que se transmite del blanco a la potencia recibida (S) de la retrodifusión del radar del blanco.

ALCANCE DE PENETRACIÓN DE INTERFERENCIAS

El alcance del radar al blanco donde la señal de eco (S) del blanco puede detectarse por primera vez a través del ataque electrónico (J).

INTERFERENCIA DE AUTOPROTECCIÓN

También se conoce como interferencia del lóbulo principal (la fuente del eco radar y del sistema de inhibición se sitúan en el mismo lugar).

$$\frac{J}{S} = \frac{4\pi \cdot R^2 \cdot ERP_{Jam}}{\sigma \cdot ERP_{Radar}}$$

Alcance de penetración de interferencias:

$$R_{BT} = \sqrt{\frac{\sigma \cdot ERP_{Radar}}{4\pi \cdot ERP_{Jam}}}$$

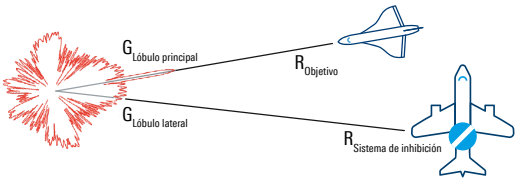
INTERFERENCIA REMOTA

Tanto la fuente de eco radar como el sistema de inhibición se localizan en diferentes ubicaciones:

- **Interferencia de escolta:** sistema de inhibición en otra aeronave en un ángulo y/o alcance ligeramente diferente. Si la plataforma de escolta está lo suficientemente cerca del blanco (dentro del ancho del haz del radar), los cálculos de la J/S son los mismo que la interferencia de autoprotección.
- **Interferencias de apoyo o interferencia del lóbulo lateral:** el sistema de inhibición se ubica en una plataforma que se utiliza para proteger otras plataformas o cumplir con otros requisitos de la misión.
- **Interferencia a corta distancia:** la distancia del sistema de inhibición de apoyo al radar es menor que la distancia de la aeronave que se va a proteger al radar víctima.
- **Interferencia a distancia:** la distancia del sistema de inhibición de apoyo al radar es mayor que la distancia de la aeronave que se va a proteger al radar víctima.

J/S para interferencia de apoyo

Fig. 20: Interferencia de apoyo



$$\frac{J}{S} = \frac{4\pi}{\sigma} \cdot \frac{EIRP_J}{EIRP_S} \cdot \frac{G_S R_T^4}{G_M R_J^2}$$

En decibelios (dB):

$$\frac{J}{S} = EIRP_J - EIRP_S + 11 + G_S - G_M + 40\log R_T - 20\log R_J - 10\log \sigma$$

Alcance de penetración de interferencias para interferencias de apoyo

$$R_{BT} = \sqrt[4]{\frac{R_J^2 \cdot \sigma \cdot EIRP_S \cdot G_M}{4\pi \cdot EIRP_J \cdot G_S}}$$

INTERFERENCIA DE COMUNICACIONES

$$\frac{J}{S} = \frac{ERP_J G_S R_T^2}{ERP_S G_M R_J^2}$$

ERP_J	Potencia isotrópica radiada equivalente del sistema de inhibición
ERP_T	Potencia isotrópica radiada del radio del blanco
G_M	Ganancia del lóbulo principal
G_S	Ganancia promedio del lóbulo lateral
R_T	Distancia al blanco
R_J	Distancia al sistema de inhibición

Todos los valores en unidades arbitrarias pero iguales, excepto en decibelios.

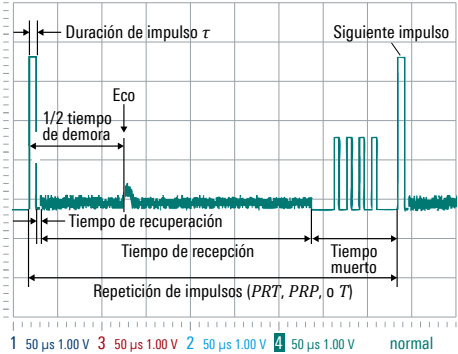
RADAR DE IMPULSOS

El tipo más común de señal radar consiste de un tren repetitivo de impulsos de corta duración.

$$PRF = \frac{1}{PRT}$$

PRF	Frecuencia de repetición de impulsos
PRT	Intervalos de repetición de impulsos: – periodo de repetición de impulsos (PRP) – intervalo de repetición de impulsos (PRI) – periodo interimpulsos (IPP) – duración de impulsos T

Fig. 21: Intervalo de repetición de impulsos



- **Tiempo de demora** t_d: tiempo de ejecución de la señal de eco que se utiliza para calcular la distancia:

  $$R = \frac{c_0 \cdot t_d}{2}$$

- **Tiempo de recepción:** $t_{RX} = T - t_{muerto} - t_{recuperación}$
- **Tiempo muerto:**
  - originalmente para evitar falsos objetivos ambiguos
  - ahora: tiempo para rutinas de prueba en sistemas de prueba incorporados o tiempo para reprogramación de conjuntos fásicos de antenas.

- **Tiempo de recuperación:** un retraso de conmutación debido a algunos tipos de duplexores.

Alcance ciego del radar

El rango de medición mínimo depende del modo de funcionamiento de algunos duplexores.

$$R_{min} = \frac{c_0(\tau + t_{recovery})}{2}$$

No hay alcance ciego cuando se utilizan diferentes antenas transmisoras y receptoras, o circuladores de ferrita (salvo que se utilicen desfasadores para transmisión y recepción en conjuntos fásicos de antenas).

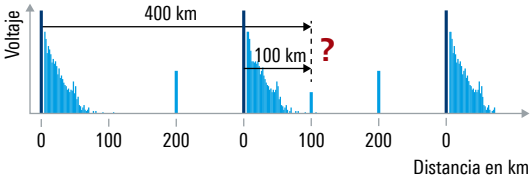
Alcance inequívoco del radar

Si la señal de eco que proviene de una distancia muy larga solo puede recibirse en el siguiente periodo de impulso, el cálculo de la distancia es ambiguo.

$$R_{unambiguous} \leq \frac{c_0(T - \tau)}{2}$$

($T - \tau$) significa que el radar debe recibir primero todo el impulso antes que pueda generarse una señal de blanco.

Fig. 22: Alcance inequívoco del radar



- **Modo de alta PRF:** cuando la PRF se elige de manera que se transmitan varios impulsos durante el tiempo de propagación de ida y vuelta de la señal hacia una objetivo muy lejano (p. ej. se utiliza en radares con soporte satelital).
- **PRF espaciada:** utiliza dos o más longitudes de intervalos de repetición de impulsos (PRT) para marcar blancos ambiguos; estos no tienen entonces una posición fija en la pantalla del radar.
- **Modo ráfaga:** algunos impulsos que transmiten PRT cortos seguidos de un tiempo muerto muy largo; se utiliza en radares coherentes de corto alcance para reducir la probabilidad de ruido de fase del oscilador transmisor; la indicación de blancos en movimiento (MTI) puede ser más precisa.

Radar chirp

Radar chirp es el término general para un radar de impulsos en el que el impulso transmitido está modulado intraimpulso. Puede tratarse de una **modulación de frecuencia en impulsos (FMOP)** o una **modulación de fase en impulsos (PMOP)**. Los impulsos transmitidos no son más largos, pero contienen la misma energía que un impulso angosto con una potencia de impulso mucho más alta (véase ciclo de trabajo, página 80).

Fig. 23: Modulación de frecuencia lineal

La FMOP puede ser:

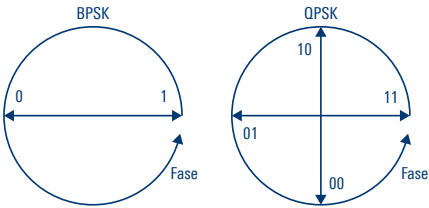
- modulación de frecuencia lineal (véase Fig. 23):
  - chirp ascendente
  - chirp descendente
- modulación de frecuencia no lineal:
  - simétrica
  - asimétrica
  - exponencial
  - hiperbólica

- modulación de frecuencia escalonada (aumenta de impulso a impulso en pasos con diferencias de frecuencia constantes)

La PMOP puede ser:

- modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK)
- modulación polifásica
  - modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK)
  - modulación por desplazamiento de fase de orden superior

Fig. 24: BPSK y QPSK



Estos impulsos largos se comprimen en impulsos muy cortos en el receptor. La tasa de compresión puede ser de dos hasta varios cientos.

Por ejemplo, la longitud del impulso puede ser de 2 ms para radares estratégicos (AN/FPS-50). En el FPS-117, la longitud de impulso es 800 µs para largo alcance. A fin de evitar un alcance ciego extremadamente largo, pueden transmitirse de manera alternativa impulsos muy angostos con un alcance corto que cubran el alcance ciego del impulso largo.

Los radares chirp con complejas formas de onda son difíciles de interferir. El ancho de banda del sistema de inhibición debe ser muy grande y/o el sistema de inhibición debe conocer la forma de onda.

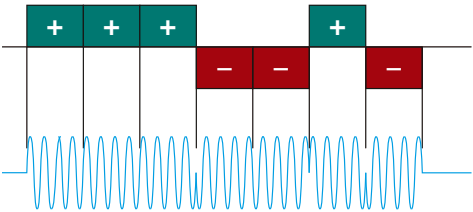
Códigos Barker

Un código Barker es una BPSK que cumple las condiciones de autocorrelación lo más perfectamente posible (tamaño de los lóbulos laterales x_i son menores o iguales a 1).

n	Elementos de código	PSL
2	+− , ++	−6.0 dB
3	++−	−9.5 dB
4	++−+ , +++−	−12.0 dB
5	+++−+	−14.0 dB
7	+++−−+−	−16.9 dB
11	+++−−−+−−+−	−20.8 dB
13	+++++−−++−+−+	−22.3 dB

Existen solo siete códigos Barker conocidos, pero es posible utilizar códigos Barker anidados, p. ej. B5⊗B13 con una longitud de código de n = 65.

Fig. 25: Código Barker de modulación bifásica PMOP



Secuencias de códigos casi perfectas

Son códigos que no cumplen las condiciones del código Barker pero se le aproximan.

Nivel máximo de lóbulo lateral

La métrica del nivel máximo de lóbulo lateral (PSL) compara el tamaño del lóbulo lateral temporal más alto con el tamaño del lóbulo principal.

$$PSL = 10\,log_{10}\,max\left(\frac{x_i^2}{x_0^2}\right)$$

x_0 Nivel de voltaje del lóbulo principal
x_i Nivel de voltaje del iésimo lóbulo lateral temporal

Nivel integrado de lóbulo lateral

La métrica del nivel integrado de lóbulo lateral (ISL) compara la potencia total contenida en los lóbulos laterales con respecto al lóbulo principal.

$$ISL = 10\,log_{10} \sum_{i=0}^{i=n} \frac{x_i^2}{x_0^2}$$

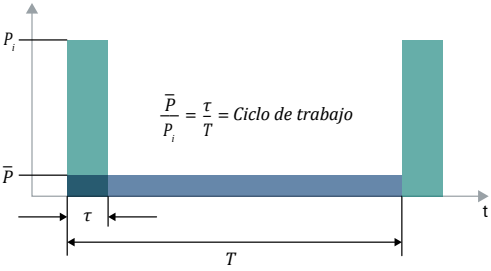
n Número de lóbulos laterales temporales

Ciclo de trabajo

Ciclo de trabajo (o factor de trabajo) es una medición de la fracción de tiempo que un radar está transmitiendo.

El valor promedio se define como el nivel donde el área del impulso por encima del promedio es igual al área (azul) por debajo del promedio entre impulsos.

Fig. 26: Ciclo de trabajo



RADAR DE ONDA CONTINUA

El radar de onda continua (radar CW) transmite de manera continua una señal de alta frecuencia. La señal de eco se recibe y se procesa permanentemente.

Radar de onda continua sin modular

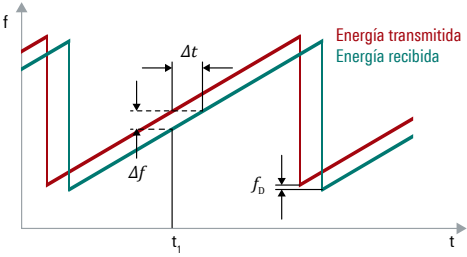
El radar de onda continua sin modular no tiene más referencia de tiempo que la fase de la oscilación. Solo puede utilizarse para medir distancias inferiores a las de la longitud de onda. Todo lo que esté por encima es extremadamente ambiguo. Por lo tanto, puede utilizarse solo como un radar Doppler o como un control de la constancia de una distancia conocida.

Radar CW con modulación en frecuencia

Cualquier cambio en la oscilación, p. ej. modulación, permite una medición del tiempo (y por ende de distancia). Pero en la modulación de frecuencia de diente de sierra, la diferencia de frecuencia Δf entre la frecuencia emitida real y la frecuencia reflejada como una medición de distancia se superpone a la frecuencia Doppler f_D como una medición de velocidad [1].

[1] Un radar naval barato que utilice radar FMCW no puede funcionar en un aeródromo. Las frecuencias Doppler esperadas serían mucho mayores que las diferencias de frecuencia debido al retraso del tiempo de ejecución.

Fig. 27: Principio del radar FMCW



$$R = \frac{c_0|\Delta t|}{2} = \frac{c_0|\Delta f|}{2\left(\frac{d(f)}{d(t)}\right)}$$

R	Distancia medida con el radar FMCW
c_0	Velocidad de la luz
Δt	Diferencia de tiempo de ejecución
Δf	Diferencia de frecuencia entre el oscilador real y la señal de eco recibida

Como en cualquier radar, la resolución de distancia depende del ancho de banda de la señal en transmisión:

$$\Delta R \geq \frac{c_0}{2(f_{\text{high}} - f_{\text{low}})}$$

f_{high}	Frecuencia superior del diente de sierra
f_{low}	Frecuencia inferior del diente de sierra

La resolución de distancia en la de 24 GHz bandas ISM (página 18) solo puede ser de 0.6 m en el mejor de los casos.

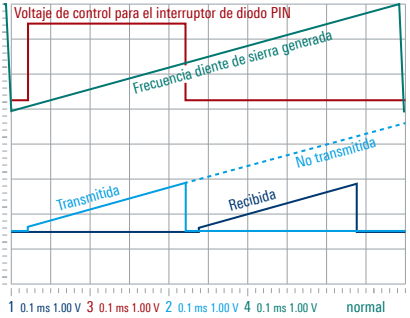
Radar FMiCW

El radar de onda continua interrumpida con modulación en frecuencia (FMiCW) se define como un radar de impulsos debido a que el transmisor se apaga antes de finalizar la medición.

Sin embargo, internamente la fuente del transmisor continúa en funcionamiento y permite el procesamiento de señales como en el radar FMCW. La principal ventaja es que es posible una potencia transmitida mayor y un aumento en la sensibilidad del receptor.

La tecnología del radar FMiCW por lo general suele utilizarse en radares telemáticos de tráfico.

Fig. 28: Radares FMiCW



Probabilidad de detección

$$P_D = \frac{\text{Detected targets}}{\text{Sum of all possible targets}}$$

La probabilidad de detección (P_D) suele estar entre 0.8 y 0.9 y es un compromiso entre P_D y la tasa de falsas alarmas.

Tasa de falsas alarmas

Tasa de falsas alarmas (FAR): una falsa alarma es una detección errónea de un blanco de radar ocasionada por ruido u otras señales interferentes que exceden el umbral de detección.

$$FAR = \frac{\text{False alarms per PRT}}{\text{Number of range cells}}$$

La tasa constante de falsas alarmas (CFAR) utiliza un umbral dinámico en función del nivel de ruido o de la señal interferente.

Tiempo de permanencia (T_D)

Es el tiempo que un haz de antena pasa sobre un blanco.

$$T_D = \frac{\theta_{Az}}{6 \cdot n}$$

θ_{Az}	Ancho del haz en azimut
n	Velocidad e giro n de a antena (en rotaciones por minuto)
T_D	Tiempo de permanencia

Aciertos por escaneo

Este término se utiliza para un radar de búsqueda con una antena rotatoria y representa el número de impulsos de eco recibidos para un solo blanco por giro de antena.

$$m = \frac{T_D}{PRT} = \frac{\theta_{Az}}{6 \cdot n \cdot PRT}$$

m Aciertos por escaneo
PRT Intervalo de repetición de impulsos, página 73

El número de aciertos pueden oscilar entre 1 a 3 aciertos por escaneo, en función de la sensibilidad del radar, la SNR y los algoritmos utilizados. Los sistemas radar de vanguardia a menudo suelen utilizar métodos adicionales de filtrado y rastreo a fin de mejorar la precisión de detección y de reducir la dependencia de un número estricto de aciertos.

FRECUENCIA DOPPLER

Fig. 29: Efecto Doppler

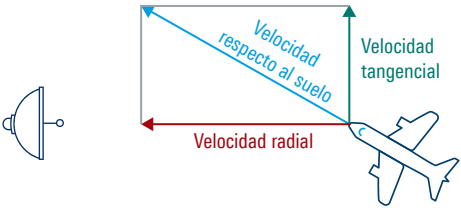
$$f_D = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2v_r f_{TX}}{c_0}$$

f_D Frecuencia Doppler
f_{TX} Frecuencia del transmisor
λ Longitud de onda de f_{TX}
c_0 Velocidad de la luz
v_r Velocidad radial

Velocidad radial

La velocidad radial es la parte de la velocidad que actúa hacia el radar o se aleja de él.

Fig. 30: Diferentes velocidades



Modulación por motor de reacción

La modulación por motor de reacción (JEM) es la frecuencia Doppler de la rotación de las paletas del compresor de la turbina. Se produce modulada en retorno de cavidad, página 101.

Dilema Doppler

- El alcance máximo no ambiguo necesita una PRF **lo más baja posible**
- La velocidad máxima no ambigua necesita una PRF **lo más alta posible**
- No existe una única PRF que pueda maximizar ambos al mismo tiempo

Teorema de muestreo Nyquist: para medir una frecuencia f_d, es necesario muestrear a una frecuencia de al menos $2 \cdot f_d$.

Velocidad Doppler máxima no ambigua:

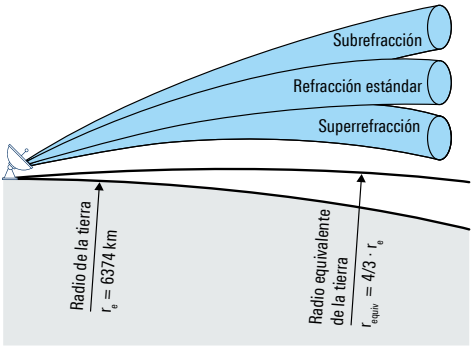
$$v_{max} = \frac{PRF \cdot \lambda}{4}$$

λ Longitud de onda del transmisor
PRF Frecuencia de repetición de impulsos, página 72

ESTIMACIÓN DE LA ALTURA

El haz del radar no se propaga en línea recta en la atmósfera terrestre. Bajo condiciones atmosféricas normales, se somete a una refracción en la atmósfera. Esta actúa como una curvatura por toda la superficie de la tierra, pero no con el mismo radio. Por consiguiente, en las fórmulas se utiliza un equivalente al radio terrestre, el cual es un tercio más largo.

Fig. 31: Refracciones

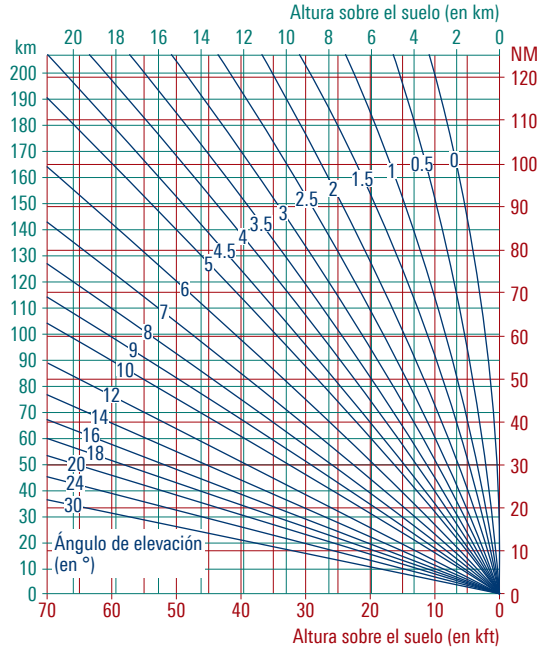


Dado que la intensidad real de la refracción solo puede determinarse de manera inexacta, el valor redondeado de $r_{equiv} \approx 8500$ km es lo suficientemente exacto.

$$H = R \cdot \sin \varepsilon + \frac{R^2}{2r_{equiv}}$$

H	Altitud calculada aproximada del blanco
r_{equiv}	Radio equivalente de la tierra ≈ 8500 km
R	Alcance medido del blanco
ε	Ángulo de elevación leído en la mesa giratoria de la antena

Fig. 32: Influencia de las refracciones en el alcance del horizonte radioeléctrico



NM: milla náutica

CLASIFICACIÓN DE LA REFRACCIÓN

La refracción es causada por la velocidad de propagación ligeramente diferente de las ondas electromagnéticas en capas de aire de diferente densidad. Depende del gradiente de refractividad N (también conocido como refractividad N).

$$N = 776\frac{\rho}{T} + 3.73 \cdot 10^6 \frac{e}{T^2}$$

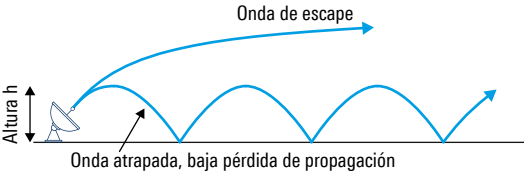
N Gradiente de refractividad
ρ Presión del aire en kPa
T Temperatura absoluta en Kelvin
e Presión parcial del vapor de agua

Clase	N/km	Efecto
Refracción estándar	–40	Atmósfera estándar; las ondas se curvan hacia la tierra, modelo terrestre 4/3
Refracción normal	de 0 a –79	Variación normal de la refractividad en torno al promedio de la atmósfera estándar
Sub-refracción	positiva	Las ondas se curvan y se alejan de la tierra, la distancia al horizonte del radar disminuye
Super-refracción	de –80 a –157	Las ondas se curvan hacia la tierra más rápidamente que en la atmósfera normal, la distancia al horizonte del radar aumenta a ∞
Trampas o ductos	< –157	El radio de la curvatura es menor que el radio terrestre; sobre una superficie reflectante las ondas se atrapan en un ducto

Una **atmósfera estándar** es una distribución vertical hipotética de la temperatura, la presión y la densidad atmosférica que, por acuerdo internacional se considera que representa a la atmósfera para calibraciones de altímetros de presión y otros fines.

Ducto

Fig. 33: Ducto



Los ductos pueden atrapar ondas de radar. Se forman cuando hay un fuerte gradiente negativo de refractividad en una fina capa de atmósfera:

- Los ductos elevados pueden formarse más arriba de la troposfera en los límites de capas de aire de diferente densidad

- Los ductos de superficie a menudo se producen debido al aire caliente y seco que fluye a través del mar desde la tierra a una altura de hasta 1000 m. Los ductos se forman tanto sobre la tierra como sobre el mar con alturas de no más de unos cientos de metros
- Ductos de evaporación, se trata de un ducto bajo que a menudo se presenta sobre el mar hasta una altura de 5 m a 15 m. Es causado por una presión parcial elevada del vapor de agua (aprovechada p. ej. por el radar italiano de vigilancia costera MM/TPS-755)

Los ductos requieren de la supresión de blancos fijos a largas distancia.

HORIZONTE DEL RADAR

Alcance al horizonte:

$$R_{NM} = 1.23\sqrt{h_{Radar}}$$

R_{NM} Horizonte del radar en NM
h Altura de la antena en pies

$$R_{km} = 4.12\sqrt{h_{Radar}}$$

R_{km} Horizonte del radar en km
h Altura de la antena en m

Alcance máximo a un blanco más allá del horizonte:

$$R_{NM} = 1.23\left(\sqrt{h_{Radar}} + \sqrt{h_{aim}}\right) \quad h \text{ en pies}$$

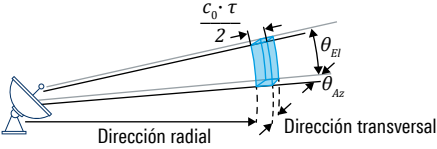
$$R_{km} = 4.12\left(\sqrt{h_{Radar}} + \sqrt{h_{aim}}\right) \quad h \text{ en m}$$

CELDA DE RESOLUCIÓN DEL RADAR

Blancos puntuales

Si dos blancos puntuales se encuentran en una celda de resolución, el radar de impulso clásico solo ve un blanco.

Fig. 34: Blancos puntuales



Resolución de distancia del radar

Para una simple modulación por impulsos encendida/apagada por código:

$$S_r \geq \frac{c_0 \cdot \tau}{2}$$

τ Duración de impulso del impulso transmitido

S_r Espaciado radial

Para un radar que utiliza modulación por impulsos, la resolución de distancia depende de la duración del impulso comprimido. La relación de compresión de impulsos (PCR) depende del ancho de banda transmitido BW_{TX}, es decir, la resolución de distancia depende del ancho de banda.

$$S_r \geq \frac{c_0}{2 \cdot BW_{TX}} = \frac{c_0 \cdot \tau}{2 \cdot PCR}$$

Resolución angular del radar

La resolución angular del radar es la distancia mínima entre dos blancos igualmente grandes situados a la misma distancia radial que el radar es capaz de distinguir y separar uno del otro. Es más fácil separar dos blancos cuando la distancia es mayor que el ancho del haz de media potencia de la antena[2]. Sin embargo, los radares sofisticados pueden distinguir entre dos objetivos dentro del ancho de haz cuando las firmas de radar conocidas difieren (p. ej. en frecuencias Doppler).

$$S_A \geq 2R \cdot sin\frac{\Theta}{2}$$

[2] Consulte las simplificaciones para cálculos de antenas, página 22.

Blancos de volumen

Si la celda de resolución está llena de una nube de chaff o con gotas de lluvia, se conoce como un blanco de volumen. El tamaño del volumen V es:

$$V = \frac{\pi \theta_{Az} \theta_{El} R^2 c_0 \tau}{8}$$

θ_{Az}	Ancho del haz horizontal
θ_{El}	Ancho del haz vertical del diagrama de la antena (ambos en radianes)
R	Distancia al radar
c_0	Velocidad de la luz
τ	Ancho de impulso del transmisor (o duración del impulso comprimido)

Dado que el volumen de impulsos aumenta con el cuadrado de la distancia, la sección equivalente de radar (página 103) del volumen también incrementan y contiene partículas más reflectantes. Por lo tanto, la ecuación del radar para un radar meteorológico tiene solo una raíz cuadrada en lugar de una raíz cuarta como los blancos puntuales.

ECUACIÓN DEL ENLACE UNIDIRECCIONAL

La ecuación de enlace unidireccional (transmisor a receptor) por lo general suele utilizarse en receptores de alerta radar (RWR), radares secundarios y comunicaciones.

$$P_{RX} = \frac{EIRP_{TX} \cdot G_{RX}\lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

(Nota: mantenga R y λ en las mismas unidades)

ECUACIÓN DEL RADAR BIDIRECCIONAL

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_{TX}\tau G^2\lambda^2\sigma}{(4\pi)^3 kT \cdot L_{tot}}}$$

P_{TX}	Potencia del impulso del transmisor	} significa energía
τ	Longitud del impulso transmitida	
G	Ganancia de antena	
λ	Longitud de onda de la frecuencia portadora	
σ	Sección equivalente del radar	
k	Constante Boltzmann = $1.3807 \cdot 10^{-23}$ Ws K^{-1}	} significa ruido de receptor
T	Temperatura absoluta en Kelvin	
L_{tot}	Suma de las pérdidas internas y externas	

Pérdidas

Componentes de pérdida	Símbolo	Pérdida (ejem.)
Pérdida atmosférica/por lluvia	L_a	1.2 dB
Pérdida por forma de haz	L_{ant}	1.3 dB
Factor del ancho del haz	L_B	1.2 dB
Pérdida por inserción de filtro	L_n	0.8 dB
Pérdida por fluctuación (para P_d = 0.9)	L_f	8.4 dB
Pérdida por integración	L_i	3.2 dB
Pédida miscelánea por procesamiento de señales	L_x	3.0 dB
Pérdida en la línea de recepción	L_r	1.0 dB
Pérdida en la línea de transmisión	L_t	1.0 dB
Pérdida total del sistema	$\boldsymbol{L_{tot}}$	**21.1 dB**

La suma de las pérdidas en la tabla representa un valor muy estricto. Los radares bien diseñados suelen tener una pérdida total más razonable de 13 dB a 15 dB.

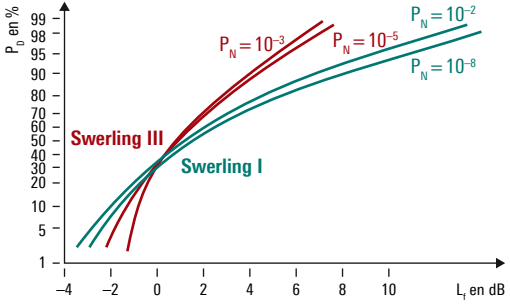
Pérdida por fluctuación

Esta pérdida por fluctuación (L_f) es relativamente alta y el resultado de las variaciones en los valores de la sección equivalente de radar (página 103).

Casos Swerling

Los modelos estocásticos describen la pérdida por fluctuación.

Fig. 35: Blancos Swerling



$P(\sigma)$ Función de distribución de probabilidad
σ_{ave} Promedio aritmético de todos los valores de la RCS del objeto reflectante
P_N Probabilidad de falsas alarmas
P_D Probabilidad de detección

Swerling I y II se aplican a un blanco creado por muchos dispersores independientes de fuentes de eco básicas más o menos iguales, como aviones.

Blanco Swerling I: describe blancos con una RCS relativamente constante durante el tiempo de permanencia (página 85), pero que varían de manera independiente de escaneo en escaneo (es decir, radar de vigilancia giratorio), según una densidad de probabilidad chi cuadrada con dos grados de libertad.

$$P(\sigma) = \frac{1}{\sigma_{ave}} \cdot exp\left(\frac{-\sigma}{\sigma_{ave}}\right)$$

Blanco Swerling II: parecido al Swerling I, pero varía de manera independiente de impulso a impulso (es decir, radar de seguimiento).

Swerling III y IV se aproximan a un objeto con una amplia superficie de dispersión que tiene varias superficies pequeñas de dispersión adicionales. Este puede ser el caso para los barcos.

Blanco Swerling III: similar a Swerling I, pero con cuatro grados de libertad

Blanco Swerling IV: similar a Swerling III, pero la RCS varia de impulso a impulso más que de escaneo a escaneo

$$P(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_{ave}^2} \cdot exp\left(\frac{-2\sigma}{\sigma_{ave}}\right)$$

Blanco Swerling 0 o **Swerling V**: referencia sin fluctuación

ECUACIÓN DE RADAR PARA RADARES METEOROLÓGICOS

Diferencias con respecto al radar de vigilancia:

- El radar meteorológico no solo detecta, también realiza mediciones.
- Blancos de volumen, no solo blancos puntuales.
- La difusión de gotas de lluvia se basa en la difusión de Rayleigh.

RCS de una sola gota de lluvia:

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 D_i^6 \quad \text{con:} \quad |K|^2 = \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 1} \right|^2$$

ε	Función de distribución de probabilidad
K	Índice de refracción completo
$\|K\|^2$	≈ 0.93 para el agua y 0.21 para el hielo
D	Diámetro para el hidrometeoro

El término de refracción K en la ecuación depende de la temperatura, la longitud de onda y la composición de la esfera.

$$\overline{P_{RX}} = P_{TX} \frac{G^2 \theta^2 \tau \pi^3 |K|^2 L}{1024(ln\,2)\lambda^2} \cdot \frac{Z}{R^2}$$

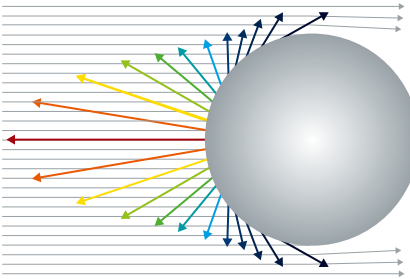
P_{RX} Potencia promedio recibida
P_{TX} Potencia de impulso transmitida
G Ganancia de antena del radar
θ Ancho del haz angular de un plato parabólico simétrico
τ Duración del impulso
λ Longitud de onda
R Distancia de la lluvia al radar
Z Factor de reflectividad del precipitado
L Factor de pérdida del radar
$ln\,2$ Corrección pequeña del patrón del haz gausiano

La proporcionalidad entre la potencia y la distancia es ahora solo cuadrática ya que el volumen del impulso y, por lo tanto, el número de hidrometeoros reflectantes incrementa en función de la distancia.

SECCIÓN EQUIVALENTE DE RADAR (RCS)

La RCS se especifica como múltiplo de una esfera perfectamente conductora con un diámetro de 1.128 m. Esta esfera tiene una superficie visible de 1 m², pero con una pequeña área efectiva solo para retrodifusión. Las mejores superficies reflectantes pueden, por lo tanto, tener una RCS mucho mayor que sus dimensiones geométricas.

Fig. 36: Sección equivalente de radar

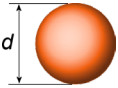
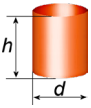
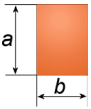


$$\sigma = \lim_{R\to\infty} 4\pi R^2 \frac{|E_S|^2}{|E_0|^2}$$

E_0 Intensidad de campo eléctrico de la onda incidente que impacta en el blanco

E_s Intensidad de campo eléctrico de la onda dispersa en el radar (en rango R)

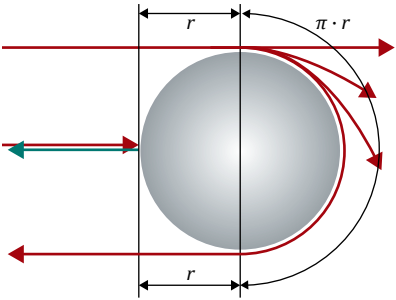
RCS para blancos simples

Tipo de blanco	Dimensiones para la RCS ≈ 1 m²		
	Banda L	Banda S	Banda X
Esfera			
 $\sigma = \frac{\pi d^2}{4}$	d = 1.128 m, La RCS es independiente de la frecuencia si $d \ll \lambda$		
Cilindro			
 $\sigma = \frac{\pi d h^2}{\lambda}$	h = 52 cm d = 26 cm	h = 40 cm d = 20 cm	h = 26 cm d = 13 cm
Plato rectangular			
 $\sigma = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2}$	a = 26 cm b = 26 cm	a = 17 cm b = 17 cm	a = 10 cm b = 10 cm

Región de Rayleigh, Mie y óptica

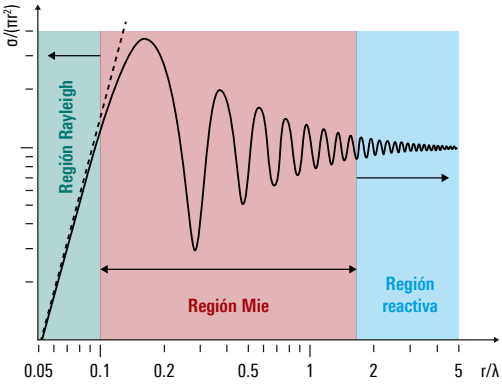
En el área de la **difusión Rayleigh**, el tamaño del área de reflexión esférica es mucho más pequeña que la longitud de onda (se aplica en su mayoría a los radares climáticos).

Fig. 37: Onda rastrera



$$\sigma = \pi r^2 \cdot 7.11 \left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right)^4$$

Fig. 38: Región de Rayleigh, Mie y óptica



En la **Mie** o **región de resonancia**, la onda rastrera interfiere con la onda de retrodifusión de manera directa. La RCS puede ser hasta cuatro veces más grande (resonancia positiva) o una cuarta parte (resonancia negativa) de la RCS que se haya calculado según las reglas ópticas.

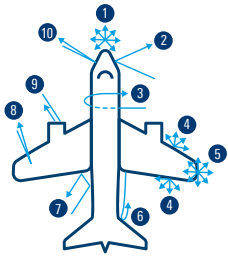
En la **región óptica**, la RCS es como el cálculo en la tabla para blancos simples (mayormente para radares con una frecuencia superior a 1 GHz).

$$\sigma = \pi r^2$$

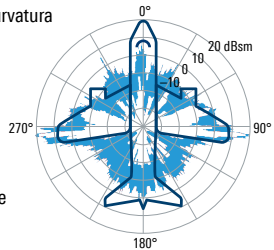
RCS para blancos complejos

Fig. 39: Fuentes de eco básicas para un blanco aerotransportados típico

(según E. F. Knott[3]):



❶ Difracción de punta
❷ Retorno de superficie especular
❸ Retorno de onda rastrera
❹ Difracción de borde
❺ Difracción de esquina
❻ Eco de onda viajera
❼ Eco de interacción
❽ Eco de brecha o costura
❾ Retorno de cavidad
❿ Retorno de discontinuidad de curvatura



Todas estas fuentes básicas de eco se sobreponen con los diversos grados de desplazamiento de fase que en parte aumentan o en parte se cancelan mutuamente. En resumidas cuentas, forman un patrón de reflexión complejo en función del ángulo de aspecto.

La RCS, por lo tanto puede fluctuar en más de 30 dB, lo cual se nota como una pérdida por fluctuación en el procesamiento de la señal radar.

[3] E. F. Knott, «Radar observables», en «Tactical Missile Aerodynamics: General Topics», Vol. 141, M. J. Hemsch, ed., Washington, DC: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1992, Capít. 4.

Ejemplos de la RCS (en la banda X)

Objetivo	RCS en m²	RCS en dBsm
Insecto (abeja)	de 0.000032 a 0.0001	de –45 a –40
Proyectil de artillería	de 0.0001 a 0.0003	de –40 a –35
F-22 Raptor	de 0.0001 a 0.0005	de –40 a –33
F-117A Nighthawk	de 0.001 a 0.01	de –30 a –20
F-35 Lightning II	de 0.0015 a 0.005	de –28 a –23
Ave (gorrión)	de 0.017 a 0.018	de –17.7 a –17.4
Ave (paloma)	de 0.008 a 0.0145	de –21 a –18.4
Nano dron	< 0.01	< –20
Misil aire-aire (frontal)	0.01	–20
Superficie Buzo	0.01	–20
Misil Hellfire	de 0.01 a 0.032	de –20 a –15
Ave grande (águila)	de 0.012 a 0.02	de –19.4 a –17
Cuadricóptero comercial	0.032	–15
Misiles antibuque	0.1	–10
B-2 Spirit	0.1	–10
Perro	de 0.1 a 0.3	de –10 a –5.2
Cuerpo de entrada del ICBM	de 0.2 a 0.6	de –7 a –1.9
Hombre arrastrándose	de 0.3 a 0.4	de –5.2 a –4.0
Tomahawk (misil de crucero)	0.5	–3

Objetivo	RCS en m^2	RCS en dBsm
Hombre caminando	de 0.5 a 1.3	de –3 a 0.8
Saab JAS-39 Gripen	de 0.5 a 1.5	de –3 a 1.8
Eurofighter Typhoon	de 0.5 a 2.0	de –3 a 3
F-18 E/F Super Hornet	de 0.5 a 2.0	de –3 a 3
Dassault Rafale	de 0.5 a 2.0	de –3 a 3
B-1B Lancer	de 0.75 a 1	de –1.25 a 0
Mirage 2000	de 1 a 2	de 0 a 3
F-18 C/D Hornet	de 1 a 3	de 0 a 4.8
Ciclista	de 2 a 20	de 3 a 13
Helicóptero	de 3 a 5	de 4.8 a 7
MiG-29 Fulcrum	de 3 a 5	de 4.8 a 7
Embarcación costera de pesca	de 3 a 10	de 4.8 a 10
F-16 A	5	7
Destructor clase Zumwalt	de 5 a 10	de 7 a 10
Tanque ligero	de 6 a 9	de 7.8 a 9.5
F-4 Phantom	de 6 a 10	de 7.8 a 10
Vehículo compacto (VW Golf V)	de 10 a 100	de 10 a 20
Su-27 Flanker	de 10 a 15	de 10 a 11.8
F-15 Eagle	de 10 a 25	de 10 a 14
Cruceros de cabina	de 10 a 50	de 10 a 17
Tanque pesado (T-72)	de 12 a 19	de 10.6 a 12.8
Barco costero pequeño	de 20 a 800	de 13 a 29

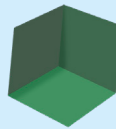
Objetivo	RCS en m²	RCS en dBsm
C-130 Hercules	80	19
Aeronave de carga	de 80 a 100	de 19 a 20
Vehículo más grande (camioneta)	de 100 a 150	de 20 a 23
Camión de carga grande	de 200 a 300	de 23 a 25
Buque mercante costero	de 300 a 4000	de 25 a 36
Buque de carga	de 4000 a 16000	de 36 a 42
Destructor clase Arleigh Burke	de 5000 a 50000	de 37 a 47
Buque cisterna mediano	de 5000 a 80000	de 37 a 49
Buque portacontenedores	de 10000 a 80000	de 40 a 49

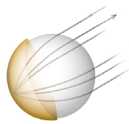
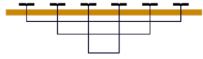
Aproximación de la RCS de un buque de guerra:

$$\sigma \approx 52\sqrt{fD^3}$$

f Frecuencia portadora del radar en GHz
D Desplazamiento a plena carga del buque en kilotones

Retorreflectores

RCS	Ancho del haz (banda X)	Vista
Reflector de esquina diédrico		
$\sigma = \frac{8\pi \cdot w^2 h^2}{\lambda^2}$	36°	
Reflector de esquina triédrico		
$\sigma = \frac{4\pi \cdot a^4}{3 \cdot \lambda^2}$	40°	
$\sigma = \frac{12\pi \cdot a^4}{3 \cdot \lambda^2}$	52°	
$\sigma = \frac{15.6\pi \cdot a^4}{3 \cdot \lambda^2}$	48°	

RCS	Ancho del haz (banda X)	Vista
Reflector de lente Luneburg		
$\sigma = \frac{4\pi^3 r^4}{\lambda^2} = \frac{\pi^3 d^4}{4\lambda^2}$	100°	
Sistema de antenas de Van Atta		
$\sigma \approx \frac{\pi n^2 \lambda^2}{4}$ n número de dipolos	110°	

Los sistemas de antenas retrodirectivos pasivos, como el de Van Atta, utilizan cables de conexión de igual longitud para redireccionar la señal. Los sistemas de antenas retrodirectivos activos utilizan mezcladores para crear la conjugación de fase que se necesita para redireccionar la señal.

Tiene más sentido ampliar un reflector de esquina que utilizar varios reflectores de esquina pequeños. Debido a la interferencia ocasionada por los desplazamientos de fase, el resultado sería similarmente desgastado como sucede con un avión (véase Fig. 39: Fuentes de eco básicas para un blanco aerotransportados típico, página 107).

DECIBELIO (dB)

La unidad auxiliar **Bel** expresa la relación logarítmica L entre la entrada y salida de cualquier componente, sistema o circuito dado y puede expresarse en términos de voltaje, corriente o potencia:

$$L\ (in\ dB) = 10\log\frac{P_{out}}{P_{in}} \qquad \frac{P_{out}}{P_{in}} = 10^{\left(\frac{L\ (in\ dB)}{10}\right)}$$

Si se utilizan magnitudes de campo (voltajes o corrientes) en lugar de magnitudes de potencia, entonces:

$$L\ (in\ dB) = 10\log\left(\frac{E_{out}}{E_{in}}\right)^2 = 20\log\frac{E_{out}}{E_{in}}$$

En lugar de multiplicar los factores de pérdida o ganancia como relaciones, podemos adicionarlos como valores dB positivos y negativos.

dB	Relación de potencias	Relación de voltaje o corriente	dB	Relación de potencias	Relación de voltaje o corriente
0.0	1.00	1.00	**10**	**10.0**	3.16
0.5	1.12	1.06	15	31.6	5.62
1.0	1.26	1.12	20	100	10
1.5	1.41	1.19	25	316	17.78
2.0	1.58	1.26	**30**	**1000**	31.6
3.0	**2.00**	1.41	40	10000	100
4.0	2.51	1.58	50	$1 \cdot 10^5$	316
5.0	3.16	1.78	60	$1 \cdot 10^6$	1000
6.0	3.98	2.00	70	$1 \cdot 10^7$	3162
7.0	5.01	2.24	80	$1 \cdot 10^8$	10000
8.0	**6.31**	2.51	90	$1 \cdot 10^9$	31620
9.0	7.94	2.82	100	$1 \cdot 10^{10}$	$1 \cdot 10^5$

Ejemplo:

18 dB = **10** dB + **8** dB = **10.0** · **6.31** = 63.1

500 W = (**1000** W) / **2** = **30** dBW – **3** dB = 27 dBW

Niveles absolutos de dB

(en lugar de una señal de entrada se utiliza un valor de referencia absoluto)

Potencia

dBm: potencia relativa a 1 mW

dBW: potencia relativa a 1 W (por lo general a 50 Ω)

Voltaje

dBV: voltaje relativo a 1 V, a pesar de la impedancia

dBmV: voltaje relativo a 1 mV

dBµV: voltaje relativo a 1 µV

Ganancia de antena

dBi: ganancia comparada con una antena isotrópica

dBd: ganancia comparada con un dipolo de media onda

Sección equivalente de radar

dBsm: sección equivalente de radar relativa a 1 m^2

LONGITUD DE ONDA Y VELOCIDAD DE LA LUZ

La frecuencia de una oscilación es independiente de la velocidad de propagación, pero la longitud de onda es dependiente de la velocidad de propagación. En el vacío, la velocidad de la luz es c_0 = 299 792 458 m/s. Con precisión suficiente, se puede usar $c_0 = 3 \cdot 10^8$ m/s. La velocidad de propagación depende de la densidad del medio. Por lo tanto, la velocidad de la luz en la atmósfera inferior es menor que en el vacío, lo que provoca refracción. La conversión de frecuencia a longitud de onda se realiza como sigue:

$$\lambda = \frac{c_{0\ (\text{in m/s})}}{f_{\ (\text{in Hz})}} \approx \frac{300}{f_{\ (\text{in MHz})}} = \frac{0.3}{f_{\ (\text{in GHz})}}$$

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descripción
c_0	Velocidad de la luz ($3 \cdot 10^8$ m/s)
d	Distancia del enlace
E_0	Intensidad del campo eléctrico de la onda incidente
E_s	Intensidad de campo eléctrico de la onda dispersa
f	Frecuencia
f_{TX}	Frecuencia el transmisor
f_D	Frecuencia Doppler
FZ	Distancia de la zona Fresnel
G_{TX}	Ganancia de la antena transmisora
G_{RX}	Ganancia de la antena receptora
G_M	Ganancia del haz principal de la antena
G_S	Ganancia del lóbulo lateral de la antena
h_{TX}	Altura de la antena transmisora
h_{RX}	Altura de la antena receptora
k	Constante de Boltzmann
L	Pérdidas en la ecuación del radar
L_{FSPL}	Pérdida de trayectoria en espacio libre
L_{KED}	Pérdida en el filo de cuchillo
P_{TX}	Potencia de transmisión
P_{RX}	Potencia de recepción
$P(\sigma)$	Función de distribución de probabilidad
P_D	Probabilidad de detección
P_N	Probabilidad de falsas alarmas

Símbolo	Descripción
R	Alcance del radar
R_{BT}	Alcance de penetración de interferencias
R_E	Alcance efectivo
R_J	Distancia al sistema de inhibición
R_T	Distancia al objetivo
S	Sensibilidad
S_r	Espaciado radial
S_A	Espaciado azimutal
t_d	Tiempo de demora de los ecos
T_S	Temperatura del sistema
x_0	Tamaño del voltaje del lóbulo principal
x_i	Tamaño del voltaje del lóbulo lateral temporal
λ	Longitud de onda
ρ	Presión atmosférica
σ	Sección equivalente de radar (RCS)
σ_{ave}	Promedio aritmético de todos los valores de la RCS del objeto reflectante
T	Intervalo de repetición de impulsos
T	Duración de impulso
θ	Ancho del haz (en radianes)
Θ	Ancho del haz (en grados)
Ω_A	Ángulo sólido (en estereorradianes)

INFORMACIÓN SOBRE EL AUTOR

Christian B. W. Wolff estudió ingeniería de radares en el instituto militar de la fuerza aérea de la antigua República Democrática Alemana (RDA). Obtuvo el diploma de tecnología de alta frecuencia del Ministerio de Educación y Asuntos Culturales del Estado Libre de Sajonia. Tras ello, trabajo por muchos años como responsable de diversos radares rusos de largo alcance. En la Alemania unificada, asistió a cursos de capacitación sobre radares estadounidenses de defensa aérea de largo alcance y de control del tránsito aéreo. Trabajó como responsable de la oficina de ingeniería del grupo de mantenimiento y reparación de radares de la Fuerza Aérea Alemana. Ahora está retirado y continúa trabajando como freelance.

Desde 1998, Christian Wolff mantiene el sitio web educativo www.radartutorial.eu.

Rohde & Schwarz

El grupo tecnológico Rohde&Schwarz es uno de los pioneros en sentar las bases para un mundo más seguro y conectado con sus soluciones innovadoras de prueba y medición, sistemas tecnológicos, redes y ciberseguridad. Fundado hace 90 años, es un aliado confiable para clientes de la industria y del gobierno alrededor del mundo. La compañía de propiedad familiar mantiene su sede central en Múnich, Alemania, y cuenta con una extensa red de ventas y servicios con oficinas en más de 70 países.

www.rohde-schwarz.com

R&S® es una marca registrada de
Rohde&Schwarz GmbH&Co. KG.
Nombres comerciales son marcas registradas de los propietarios
PD 3683.4761.97 | Versión 02.04 | julio 2025 (jr)
Radares y guerra electrónica | Guía de bolsillo
Datos sin límites de tolerancia no vinculantes | Sujeto a cambios
© 2025 Rohde&Schwarz | 81671 Múnich, Alemania