

Parte IV

RADARES

Se introducen los principios básicos y tecnologías de radares.



RADARES

4.1 INTRODUCCIÓN [7]

Más allá de que las primeras ideas para intentar detectar objetivos usando radiación electromagnética se puede remontar a inicios del siglo XX, y con un desarrollo importante luego de la primer guerra mundial, la palabra **radar** fue introducida en 1940 como un acrónimo de *RA*dio *DE*tectio*N* *AN*d *R*ang*ing*. Al igual que con muchos otros avances tecnológicos, los primeros logros importantes en el radar ocurrieron durante la Segunda Guerra Mundial. Desde entonces, la tecnología de radar ha crecido rápidamente y continúa avanzando a un ritmo acelerado. Vemos ahora una amplia aplicación de radares tanto en aplicaciones comerciales (radares de aeropuerto, radares policiales, radares meteorológicos) como militares (radares de búsqueda, radares de seguimiento)¹.

4.1.1 Tipos de radares

Los radares pueden utilizar dos tipos de señales:

- Pulsado, donde el radar transmite una secuencia de pulsos de radiofrecuencia (RF);
- Onda continua (CW: *Continuous wave* en inglés), donde el radar transmite una señal continua de RF.

Los radares de CW suelen utilizar antenas de transmisión y recepción separadas porque, por lo general, no es posible simultáneamente en una antena recibir una señal mientras se transmite otra a alta potencia. Los radares pulsados evitan este problema utilizando lo que podríamos considerar como multiplexación en el tiempo. Específicamente, la antena se conecta al transmisor mientras el pulso transmite y se conecta al receptor después de la fase de transmisión. Tales radares de señal pulsada constituyen el tipo más común porque requieren solo una antena.

Los dos tipos básicos de radares son radares monoestáticos y bistáticos:

- En un radar monoestático, el transmisor y el receptor (así como sus antenas asociadas) están coubicados. Este es el tipo de radar más común porque es el más compacto. Un radar monoestático

¹ Gran parte de este capítulo es un extracto y resumen simplificado en muchos casos de [7]. En caso que no sea así, se aclara en la sección correspondiente

pulsado suele emplear la misma antena para transmitir y recibir. Un radar monoestático CW generalmente emplea antenas de transmisión y recepción separadas, con un escudo entre ellas.

- En un radar biestático, el transmisor y el receptor están separados, a menudo por distancias muy grandes (>1 km).

Los radares detectan la presencia de un objetivo y determinan su ubicación a partir de la medición del rango y el ángulo. La medición de dichos parámetros permite cálculos razonablemente precisos de la ubicación en 3 dimensiones y la velocidad de un objetivo y, en algunos casos, estimaciones razonables de las derivadas superiores en esas dimensiones.

Los radares operan en la banda de RF del espectro electromagnético entre aproximadamente 5 MHz y 300 GHz. Sin embargo, según la aplicación, la banda de frecuencias utilizadas típicamente son:

- Los radares de búsqueda operan en muy alta frecuencia (VHF) a banda C (4-8GHz);
- Los radares de seguimiento funcionan en las bandas S, C, X y Ku (2-18GHz), ya veces en la banda Ka (27-40GHz);
- Los buscadores de misiles activos operan en las bandas X, Ku, K y Ka (8-40GHz); y
- Los radares de instrumentación y los radares de corto alcance a veces funcionan en la banda Ka y por encima (>27 GHz).

Respecto de la frecuencia de operación de los radares podemos comentar

- Los radares de baja frecuencia requieren antenas grandes y tienen haces más amplios por lo que en general no están asociados con la medición precisa de ángulos.
- Los radares de baja frecuencia tienen limitaciones en cuanto a la precisión de la medición de alcance porque la medición de alcance fino implica un gran ancho de banda instantáneo de la señal de transmisión. Esto causa problemas con el diseño del transmisor y el receptor porque el ancho de banda podría representar un porcentaje significativo de la frecuencia de transmisión.
- La medición de la velocidad no es precisa en los radares de baja frecuencia porque la frecuencia Doppler está directamente relacionada con la frecuencia de transmisión.
- La alta potencia es más fácil de generar a bajas frecuencias porque los dispositivos pueden ser más grandes, lo que permite acomodar voltajes y corrientes más altos.

- La búsqueda requiere alta potencia, pero no necesariamente un rango fino o una medición de ángulo.
- El seguimiento requiere valores precisos de rango y ángulo pero no necesariamente alta potencia.

Por lo tanto, los radares de búsqueda tienden a utilizar frecuencias más bajas y los radares de seguimiento tienden a utilizar frecuencias más altas.

4.1.2 Medidas de Rango

La forma común de medir el rango con un radar es medir el tiempo de retraso desde la transmisión hasta la recepción de un pulso. Dado que la energía de RF viaja a la velocidad de la luz, $c \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$, el tiempo requerido para que el pulso de transmisión viaje a un objetivo en un rango de R es $\tau_R = R/c$ que es el mismo tiempo que le toma volver al radar. El tiempo medido en el radar entonces será $2\tau_R$ con lo que el rango R puede ser obtenido como

$$R = \frac{c\tau_r}{2} \quad (4.1)$$

Es importante resaltar que el rango que se mide es una línea (a menudo inclinada) desde el radar hasta el objetivo y no es el alcance terrestre, es decir no es la distancia desde el radar hasta la proyección vertical del objetivo sobre el suelo.

Una regla simple para transformar rápidamente la medida de tiempo en un rango es la siguiente. Reemplazamos en la ecuación de rango los valores de velocidad de propagación y el tiempo en microsegundos,

$$R = \frac{c\tau_r}{2} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2} (\tau_{\mu\text{s}} \times 10^{-6} \text{ s}/\mu\text{s}) = 150\tau[\text{m}] \quad (4.2)$$

En otras palabras, podemos calcular el rango multiplicando el retardo en microsegundos por $150 \text{ m}/\mu\text{s}$

4.1.3 Ambigüedad de rango

Dado que los radares pulsados transmiten una secuencia de pulsos, la determinación de la distancia al objetivo plantea un problema que es dónde elegimos $t = 0$ para calcular el retraso del rango. El método común es elegir $t = 0$ al comienzo de un pulso de transmisión que se restablece en cada nuevo pulso transmitido. Para definir el problema, considere la Figura 4.1, que muestra pulsos de transmisión separados por $400 \mu\text{s}$. Dado un rango objetivo de 90 km , el retraso del rango al objetivo es

$$\tau_R = \frac{2R}{c} = \frac{2 \times 90 \times 10^3}{3 \times 10^8} = 60 \times 10^{-5} = 600 \mu\text{s} \quad (4.3)$$

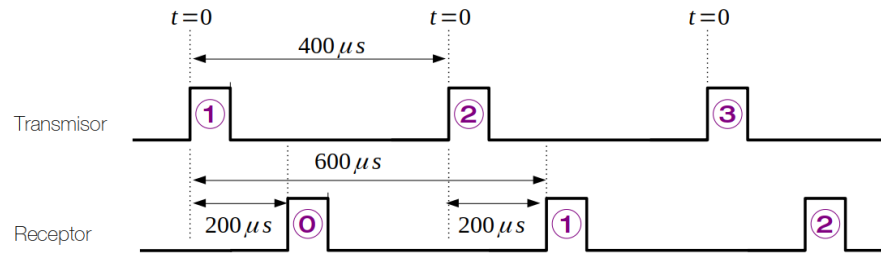


Figura 4.1: Ilustración del problema de la ambigüedad.

Esto significa que el retorno del pulso 1 no se recibe hasta que se transmite el pulso 2; el retorno del pulso 2 no se recibe hasta que se transmite el pulso 3; y así. Dado que todos los pulsos de transmisión son iguales y todos los pulsos recibidos son iguales, no tenemos forma de asociar el pulso recibido 1 con el pulso de transmisión 1. De hecho, dado que el radar restablece $t = 0$ en cada pulso de transmisión, asociará el pulso recibido k con el pulso de transmisión $k + 1$. Además, mediría el retraso del rango como $200\mu s$ y concluiría erróneamente que el rango objetivo es

$$R_A = 150\tau = 150 \times 200 = 30,000m = 30km \quad (4.4)$$

Este problema es a lo que denominamos ambigüedad o incertidumbre en el rango medido. Si el tiempo entre pulsos es τ_{PRI} (PRI: *pulse repetition interval*, $400\mu s$ en la figura 4.1), el radar tendrá un rango de detección sin ambigüedades de:

$$R_{amb} = \frac{c\tau_{PRI}}{2} \quad (4.5)$$

Esto significa que si el rango es menor a R_{amb} , el radar puede medirlo sin ambigüedades y con ella si el rango es mayor. En el caso de la figura 4.1 ese rango es de 60km.

El rango ambiguo a veces presenta un problema en la búsqueda, pero generalmente no en el seguimiento donde los algoritmos de seguimiento del radar proporcionan una estimación del alcance del objetivo, lo que permite que el radar *busque* en el lugar adecuado, incluso con resultados ambiguos.

El uso de formas de onda con múltiples tiempos de repetición de pulsos proporciona otro método para eludir el problema de la ambigüedad de rango. La figura 4.2 muestra un ejemplo de una forma de onda con este principio. En este ejemplo, los espacios entre pulsos son $400\mu s$, $300\mu s$ y $350\mu s$. Como en el ejemplo anterior, se postula un retraso de rango objetivo de $600\mu s$. Se observará que el retardo de tiempo entre el pulso recibido número 1 y el pulso de transmisión número 2 es de $200\mu s$, y el retardo de tiempo entre el pulso recibido número 2 y el pulso de transmisión número 3 es de $300\mu s$. El hecho

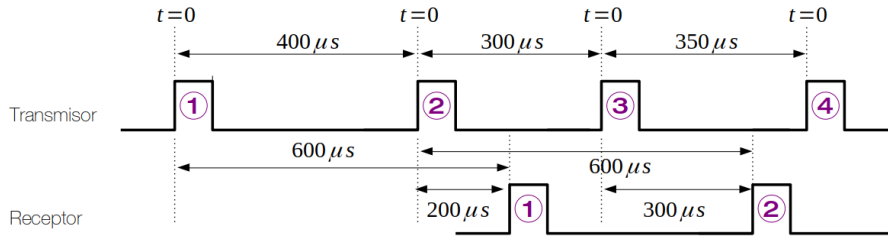


Figura 4.2: Forma de onda para evitar la ambigüedad.

de que el retraso de tiempo entre los pulsos más recientemente transmitidos y recibidos esté cambiando puede usarse para indicar una operación de rango ambiguo. El radar puede usar esta propiedad para ignorar los retornos ambiguos.

Los radares con arreglos de antenas en fase, que dirigen el haz de la antena electrónicamente en lugar de mecánicamente, a menudo transmiten un solo pulso y luego vuelven a dirigir el haz a una posición angular diferente. En esta situación, el concepto de PRI y, por lo tanto, el rango no ambiguo, no está estrictamente definido ya que solo hay un pulso. En este caso, el rango inequívoco se toma como el retraso del rango durante el cual el haz permanece en una posición antes de moverse a otra posición. El tiempo que el haz permanece en una posición se denomina permanencia del haz.

4.1.4 Ventana de Procesamiento

La discusión anterior sobre el rango ambiguo podría llevar a la conclusión de que un radar puede detectar (y rastrear) objetivos en todos los rangos entre 0 y R_{amb} . Sin embargo, en la práctica, este no es el caso. El pulso recibido de un objetivo en un rango de cero llegaría al radar simultáneamente con la transmisión del pulso de sondeo. Dado que el receptor está apagado durante este tiempo, no puede procesar el pulso. El rango mínimo utilizable es por lo tanto igual a

$$R_{min} = \frac{c\tau_p}{2} \quad (4.6)$$

donde τ_p es el ancho de pulso del radar y se denomina rango ciego al que va entre 0 y R_{min} . Entonces, el intervalo de tiempo entre R_{min} y R_{max} se denomina *ventana de procesamiento*. Aunque R_{max} define el rango máximo útil de medida, la mayoría de los radares operan en un rango menor, que se denomina *rango instrumentado*. Este rango se establece según los requisitos del sistema y tiene en cuenta factores como los límites de visualización, los transitorios del circuito, la calibración del radar, los cambios de modo del radar y similares.

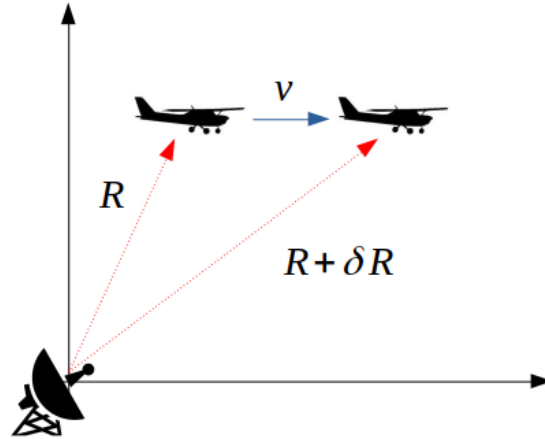


Figura 4.3: Geometría para el cálculo de la velocidad.

4.1.5 Medición de velocidad: Doppler

Además de medir el rango, los radares también pueden medir la tasa de cambio del rango o velocidad. El radar logra esto midiendo la frecuencia Doppler; es decir, la diferencia de frecuencia entre las señales transmitidas y recibidas. Para examinar esto más a fondo, considere la geometría de la figura 4.3. El avión de esta figura se mueve en línea recta a una velocidad de v . Como resultado, la distancia al objetivo cambia continuamente. De hecho, durante un tiempo diferencial de δt , el rango cambia en una cantidad δR , de R a $R + \delta R$. La tasa de rango resultante es

$$\dot{R} = \frac{\delta R}{\delta t} \quad (4.7)$$

En general, $\dot{R} \neq v$ dado que el objetivo no se mueve en la dirección radial, que es el único caso donde la igualdad si existe.

En su forma más simple, el pulso de transmisión constituye un fragmento de una senoide, cuya frecuencia es igual a la operativa del radar (por ejemplo, 10×10^9 Hz o 10 GHz para un radar que funciona en banda X, figura 4.4). Normalmente llamamos a esta la frecuencia portadora del radar y la denotamos como f_c . Para un radar de banda X y una duración de pulso, o ancho de pulso, de $\tau_p = 1 \mu s$, habrá 10 000 ciclos de la portadora durante la duración del pulso.

La frecuencia de la señal recibida será $f_c + f_d$ en lugar de f_c . La frecuencia Doppler o corrimiento Doppler f_d será función de la velocidad y la longitud de onda de la portadora,

$$f_d = \frac{-2\dot{R}}{\lambda_c} \quad (4.8)$$

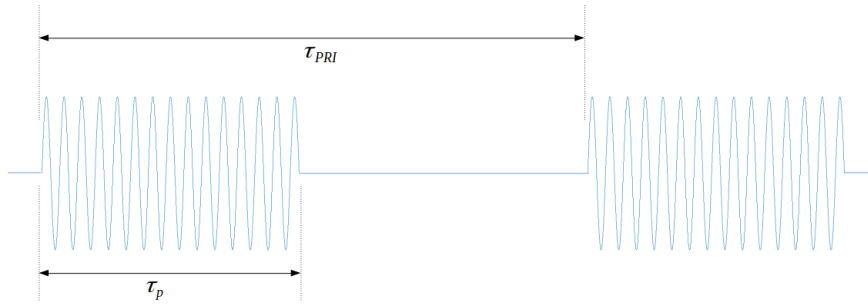


Figura 4.4: Señal de radar.

Por lo tanto, si se compara la frecuencia de la señal transmitida con la de la recibida nos permite determinar f_d y por lo tanto calcular la velocidad.

En la práctica no es simple medir la frecuencia Doppler dada las magnitudes relativas de f_d y f_c . Por ejemplo, si el objetivo se mueve directamente hacia el radar a 540km/h o 150m/s, la velocidad será $\dot{R} = -v = -150\text{m/s}$. Si suponemos que el radar opera en banda X a una frecuencia de portadora $f_c = 10\text{GHz}$ que le corresponde una longitud de onda

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c} = \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9} = 0,03\text{m} \quad (4.9)$$

y la frecuencia de corrimiento será

$$f_d = -\frac{2\dot{R}}{\lambda_c} = -\frac{2(-150)}{0,03} = 10,000\text{Hz} = 10\text{kHz} \quad (4.10)$$

Si comparamos esto con la frecuencia de transmisión, el corrimiento es un millón de veces menor. Para poder medirlo se necesita un pulso de transmisión largo, del orden de los mili-segundos o el procesamiento de varios pulsos.

4.1.6 Diagrama en Bloque de un Radar

La figura 4.5 muestra un diagrama simple de un Radar. En ella se pueden ver las partes básicas que poseen todos los radares. Como se puede observar hay un grupo de tareas que se corresponden con la parte de transmisión (generador de ondas y transmisor de RF), un a la recepción (el receptor de RF, un filtro de acoplamiento, un procesador de las señales recibidas y una etapa final que puede ser de seguimiento o detección o ambas). Entre ambos, está la antena

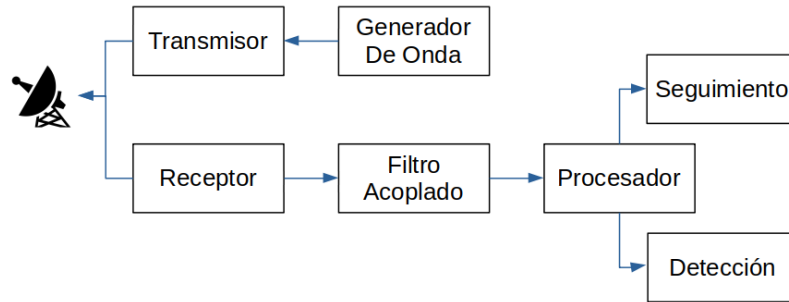


Figura 4.5: Diagrama en bloques genérico de un Radar.

4.2 ECUACIÓN DE ALCANCE DE RADAR

La ecuación básica del alcance de radar que a veces también se denomina ecuación del radar o ecuación de señal a ruido de un solo pulso, es

$$\text{SNR} = \frac{E_S}{E_N} = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 R^4 k T_s L} \quad [\text{joule/joule}] \quad (4.11)$$

donde

SNR expresa la relación señal-a-ruido en Joules por Joules o sus unidades equivalentes de watt-segundos por watt-segundos

E_s expresa la energía de la señal, en Joules, en algún punto en el receptor del radar (usualmente a la salida del filtro acoplado o del procesador de señales)

E_N expresa la energía del ruido, en Jules, en el mismo punto en que se especifica la E_s .

P_T denominada potencia máxima de transmisión, expresa la potencia promedio, en watts, durante la transmisión de señales de radar. Aunque P_T se puede especificar en varios puntos, como la salida de la alimentación de la antena, aquí se lo especifica como la potencia a la salida del transmisor.

G_T expresa la directividad, o ganancia directiva, de la antena transmisora en watts por watts.

G_R expresa la directividad, o ganancia directiva, de la antena receptora en watts por watts. En muchos casos, $G_R = G_T$.

λ expresa la longitud de onda del radar en unidades de metros.

σ expresa la sección radar equivalente (RCS: *Radar Cross Section en inglés*) promedio del objetivo en metros cuadrados.

τ_p expresa es el ancho de pulso de transmisión, en segundos.

R es el rango inclinado desde el radar hasta el objetivo en metros.

k es la constante de Boltzmann y es igual a $1,3806503 \times 10^{-23} \text{ W}/(\text{HzK})$ que suele truncarse a $1,38 \times 10^{-23} \text{ W}/(\text{HzK})$.

$T_s = T_a + (F_n - 1)T_0$ Kelvin (K) es la temperatura de ruido del sistema, donde T_a es la temperatura de ruido de la antena utilizada para caracterizar el ruido ambiental.

T_0 expresa una temperatura de referencia. El IEEE define la figura de ruido en términos de una temperatura de ruido $T_0 = 290\text{K}$, lo que da como resultado la aproximación de $kT_0 = 4 \times 10^{-21} \text{ W/Hz}$.

F_n expresa la figura de ruido de radar general y no tiene dimensiones o tiene unidades de watts por watts.

L expresa todas las pérdidas que se tienen en cuenta al utilizar la ecuación de alcance del radar. Este término, que da cuenta de las pérdidas que se aplican a la señal y no al ruido, tiene las unidades de watts por watts. L representa una multitud de factores que degradan el rendimiento del radar, incluidos los relacionados con el propio radar, el entorno en el que opera el radar, el operador del radar y, a menudo, la inexperiencia del analista de radar.

La ecuación de alcance del radar 4.11 se calcula en un solo impulso de transmisión. Si el radar transmite y procesa varios pulsos, la ecuación se puede modificar agregando un término multiplicativo, G_{SP} , que representa la transmisión y el procesamiento de múltiples pulsos. Por otro lado, la formulación de la ecuación como una relación de energía evita la especificación del ancho de banda del ruido y utiliza en su lugar τ_p . Este es el ancho de pulso sin comprimir o el ancho de la envolvente del pulso de transmisión. Cualquier modulación de fase (o frecuencia) en el pulso no es un factor en la ecuación del alcance del radar, excepto posiblemente como una pérdida debido a las diferencias entre el pulso recibido y la respuesta de impulso del filtro adaptado.

La necesidad de calcular la ecuación relación señal a ruido SNR tiene que ver con la probabilidad de detectar una señal que retorna de un objetivo. Esta señal está embebida en ruido (del entorno o de los componentes del receptor) y por lo tanto afecta directamente a esa probabilidad.

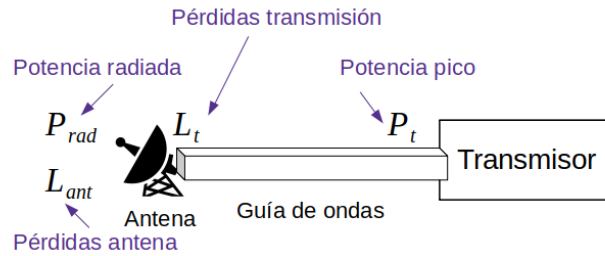


Figura 4.6: Sección del transmisor y las potencias en cada etapa.

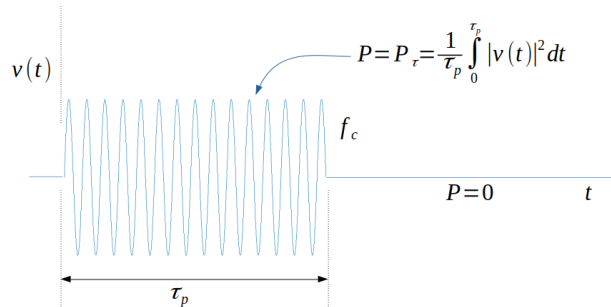


Figura 4.7: Pulso transmitido.

4.2.1 Formulación de la energía de la señal E_s

4.2.1.1 El transmisor

Como se ve en la figura 4.6, desde la salida del transmisor se pasa por la guía de ondas a la antena hacia el espacio. Suponemos que el radar está en el espacio libre dado que se pueden considerar los efectos de la atmósfera en el término de pérdida, L . Suponemos que el transmisor genera un solo pulso con una envolvente rectangular que tiene un ancho de τ_p . La Figura 4.7 contiene una representación simplificada de este pulso que se modula con la frecuencia constante de la portadora f_c . La potencia indicada en la Figura 4.7 es la potencia normalizada, es decir la entregada a una resistencia de 1 ohm.

La potencia de transmisión promedio en la señal durante la duración del pulso se denomina potencia de transmisión máxima P_T y se denomina máxima porque más adelante consideraremos la potencia de transmisión promediada sobre muchos pulsos. La guía de ondas por otro lado lleva la señal desde el transmisor hasta la entrada de alimentación de la antena. La única característica de interés de la guía de ondas en la ecuación de alcance del radar es que es un dispositivo con pérdida que atenúa la señal. Aunque aquí solo nos referimos a la "guía de ondas", hay varios dispositivos incluidos entre el transmisor y la alimentación de la antena de un radar práctico. La caracterizamos

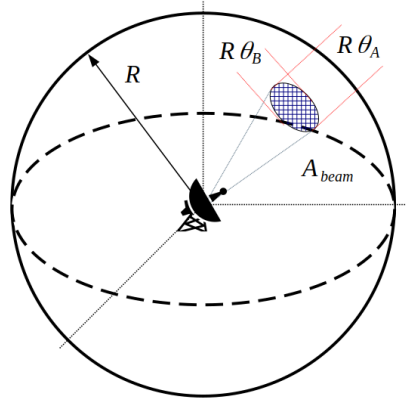


Figura 4.8: Esfera de radiación y el haz de la antena.

entonces por el término L_t o pérdida de transmisión que es mayor a la unidad. La potencia al alimentador de la antena será

$$P_{feed} = \frac{P_T}{L_t} \quad [W] \quad (4.12)$$

En general, el alimentador y otros componentes de la antena introducen pérdidas adicionales que las consolidamos en uno sólo que llamaremos pérdida en la antena L_{ant}

$$P_{rad} = \frac{P_{feed}}{L_{ant}} = \frac{P_T}{L_t L_{ant}} \quad [W] \quad (4.13)$$

Finalmente, dado que la envolvente del pulso es τ_p , la energía radiada por la antena será

$$E_{rad} = P_{rad} \tau_p \quad [Joules] \quad (4.14)$$

4.2.1.2 La antena

El propósito de la antena del radar es concentrar y enfocar la energía radiada en un pequeño sector angular del espacio. Suponemos que toda la energía radiada se concentra en un área A_{beam} como se muestra en la figura 4.8. La densidad de energía sobre esta área será

$$S_R = \frac{E_{rad}}{A_{beam}} = \frac{P_T \tau_p / L_t L_{ant}}{A_{beam}} \quad [Ws/m^2] \quad (4.15)$$

Dados los ejes menores y mayores ($R\theta_A$ y $R\theta_B$), el área de la elipse A_{beam} será

$$A_{ellipse} = \frac{\pi}{4} R^2 \theta_A \theta_B \quad [m^2] \quad (4.16)$$

Dado que toda la energía no se concentrará perfectamente en A_{beam} dado que el enfoque de la antena no es perfecto, se tiene en cuenta esta pérdida, reemplazando $\pi/4$ por un factor K_A ,

$$A_{ellipse} = K_A R^2 \theta_A \theta_B \quad [m^2] \quad (4.17)$$

que lo sustituimos en la ecuación 4.15

$$S_R = \frac{P_T \tau_p / L_t L_{ant}}{K_A R^2 \theta_A \theta_B} \quad [Ws/m^2] \quad (4.18)$$

La directividad de la antena se define como

$$G_T = \frac{4\pi}{K_A \theta_A \theta_B} \quad [W/W] \quad (4.19)$$

que podemos usarla en 4.18

$$S_R = \frac{G_T P_T \tau_p}{r \pi R^2 L_t L_{ant}} \quad [Ws/m^2] \quad (4.20)$$

Tanto la expresión de G_T como la ecuación del alcance del radar asumen tácitamente una antena apuntando directamente al objetivo. Si esto no es así, se debe modificar G_T para tenerlo en cuenta a partir del patrón de radiación de la antena.

4.2.1.3 Directividad de la antena

El factor K_A en la ecuación 4.19 está relacionado con las características de la antena y tiene que ver con que la energía no está uniformemente distribuida en la elipse A_{beam} y que toda la energía no está concentrada en el haz y parte se derrama en los lóbulos laterales.

En la literatura, un valor común para K_A es 1,65, por lo que se puede reescribir la ecuación 4.19

$$G_T = \frac{4\pi}{1,65 \theta_A \theta_B} \quad [W/W] \quad (4.21)$$

con los ángulos expresados en radianes. Si los expresamos en grados, se reescribe esta ecuación como

$$G_T = \frac{25,000}{\theta_A^\circ \theta_B^\circ} \quad [W/W] \quad (4.22)$$

Hay varios autores en la literatura que aproximan de diferentes formas el factor K_A y por lo tanto el numerador de 4.22. Por ejemplo, algunos autores lo aproximan a 32,383 que se aplica a una apertura rectangular con iluminación uniforme y 33,709 para una apertura circular. En general, entre 25,000 y 26,000 es un valor razonable para antenas que aplican algún tipo de estrategia para reducir los lóbulos laterales.

Esto se puede visualizar en la figura 4.9 donde se grafica la ganancia G_T en función del ángulo de observación (p. 765 [2]) y representa la directividad de la antena bocina piramidal que apunta directamente a un objetivo en la dirección de observación 0° . Como se ve, en esa dirección la directividad es máxima y existe energía que se dispersa para diferentes ángulos con lóbulos a los laterales. Si la antena convencional es construida con las paredes corrugadas para disminuir esta energía dispersada.

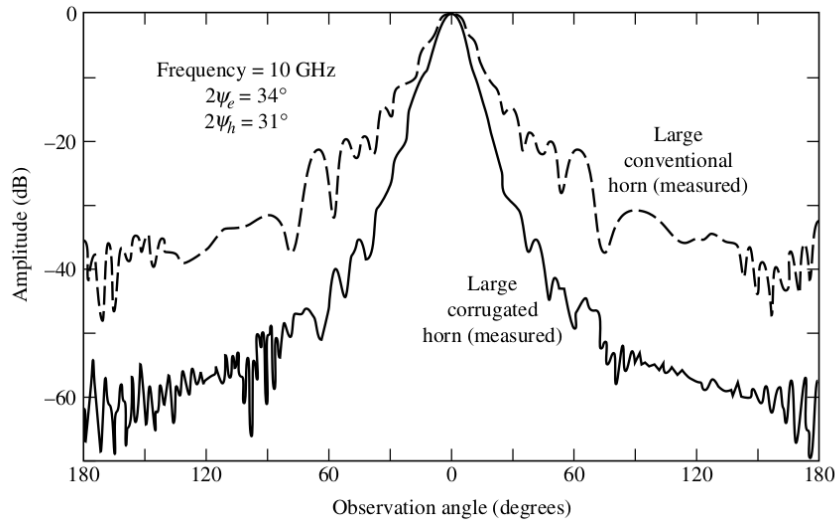


Figura 4.9: Características de radiación de una antena bocina piramidal convencional y otra corrugada (p. 765 [2]).

Si definimos el ancho de lóbulo o haz principal aquel rango de ángulos para el que la potencia de pico cae la mitad, o 3dB menos del pico, en la figura 4.9 esto sucede para ambas antenas casi en el mismo punto y son aproximadamente 5 grados. Si en el plano perpendicular a este, el ángulo es el mismo, la directividad puede ser calculada como,

$$G_T = \frac{25,000}{2 \times 5} = 2500 \quad [W/W] = 34 \quad [dB] \quad (4.23)$$

4.2.1.4 El objetivo y la sección de radar equivalente

A medida que la onda electromagnética pasa por el objetivo, este captura parte de su energía y la vuelve a irradiar hacia el radar. Más exactamente, la onda electromagnética induce corrientes en el objetivo y las corrientes generan otra onda electromagnética que se propaga lejos del objetivo. El proceso de capturar y volver a irradiar energía es muy complicado y es objeto de muchas investigaciones. Por ahora, adoptamos un enfoque simplificado del proceso mediante el uso del concepto de sección de radar equivalente (*RCS: Radar Cross Section* en inglés).

Si multiplicamos la densidad de energía S_R con unidades de $[W \cdot s/m^2]$ por σ que representa la sección de radar equivalente promedio del objetivo, la convertimos en energía. La energía capturada y re-irradiada será

$$E_{tgt} = \sigma S_R \quad [W \cdot s] \quad (4.24)$$

Podemos continuar con la suposición ideal de que el objetivo actúa como un radiador isotrópico, y la energía E_{tgt} se irradia en todas las

direcciones y de hecho actúa como una antena. Dada esto, podemos representar la densidad de energía en el radar como,

$$S_{rec} = \frac{E_{tgt}}{4\pi R^2} = \frac{P_T G_T \sigma \tau_p}{(4\pi)^2 R^4 L_t L_{ant}} \quad [W \cdot s/m^2] \quad (4.25)$$

4.2.1.5 La antena de nuevo

Cuando la onda electromagnética que proviene del objetivo vuelve al radar, la antena captura una parte de la energía de esta onda y la envía al receptor del radar. Si extendemos la lógica que aplicamos al objetivo, podemos formular la energía en la salida de la alimentación de la antena como

$$E_{ant} = S_{rec} A_e \quad [W \cdot s] \quad (4.26)$$

donde A_e es el área efectiva de la antena y es una medida que describe la capacidad de la antena para capturar la energía electromagnética que retorna y convertirla en potencia utilizable. También se denomina *apertura efectiva* de la antena. Esta, está relacionada con las características físicas de la antena,

$$A_e = \rho_{ant} A_{ant} \quad [m^2] \quad (4.27)$$

donde A_{ant} es el área de la antena proyectada sobre un plano colocado directamente frente a ella. Por ejemplo, si la antena es un paraboloide el área real sería el área de la superficie paraboloide, mientras que A_{ant} es el área del disco definida por el borde frontal de la antena. Por otro lado, ρ_{ant} representa la eficiencia de la antena y puede tomar un valor entre 0 y 1 aunque raramente esté por debajo de 0.4 o arriba de 0.7. Un valor típico es 0.6.

Reorganizando, la energía en la salida de la alimentación de la antena será

$$E_{ant} = \frac{P_T G_T \sigma \tau_p A_e}{(4\pi)^2 R^4 L_t L_{ant}} \quad [W \cdot s] \quad (4.28)$$

4.2.1.6 Directividad de la antena de nuevo

El término A_e no es muy fácil de usar por lo que se utiliza la directividad para determinar la energía en la antena. De acuerdo con la teoría de la antena, podemos relacionar la directividad con la apertura efectiva mediante la ecuación

$$G_R = \frac{r\pi A_e}{\lambda^2} \quad [W/W] \quad (4.29)$$

Reemplazamos esto en la ecuación 4.28

$$E_{ant} = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 R^4 L_t L_{ant}} \quad [W \cdot s] \quad (4.30)$$

Si a esto agregamos una ganancia G que tenga en cuenta los componentes del receptor hasta el punto donde se mide la SNR, obtenemos

$$E_{\text{rec}} = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 R^4 L_t L_{\text{ant}}} G \quad [\text{W} \cdot \text{s}] \quad (4.31)$$

Finalmente, hay varias pérdidas que deben ser tenidas en cuenta además de $L_t L_{\text{ant}}$, si consolidamos entonces a estas y todas las pérdidas en L , la energía de la señal será finalmente

$$E_S = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 R^4 L} G \quad [\text{W} \cdot \text{s}] \quad (4.32)$$

4.2.2 Formulación de la energía del ruido E_N

Los dos principales contribuyentes al ruido en los radares son el ambiente y los componentes electrónicos del receptor. El ruido ambiental incluye la radiación de la tierra, el ruido galáctico e intergaláctico, el ruido atmosférico y, en algunos casos, el ruido creado por el hombre, como los bloqueadores de ruido. El ruido galáctico e intergaláctico incluye la radiación cósmica de fondo y el ruido solar o de otras estrellas. El ruido ambiental que consideramos es el ruido terrestre, galáctico e intergaláctico.

El ruido de los equipos electrónicos se denomina ruido térmico y surge de la agitación de los electrones causada por el calor. Una de las ecuaciones que conduce a una definición de densidad espectral de potencia de ruido, o energía, para dispositivos resistivos es

$$N_0 = kT \quad [\text{W} \cdot \text{s}] \quad (4.33)$$

donde $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ [W} \cdot \text{s/K]}$ es la constante de Boltzmann y T es la temperatura de ruido de una resistencia en kelvin [K]. Esta ecuación predice que la energía de ruido es independiente de la frecuencia. En general se adopta una versión modificada para componentes electrónicos que está dada por

$$N_0 = kT_0 F \quad [\text{W} \cdot \text{s}] \quad (4.34)$$

donde F se la denomina *figura de ruido* del dispositivo y T_0 es una temperatura de referencia que normalmente se refiere a la temperatura ambiente.

Aunque N_0 se desarrolló para componentes electrónicos y no para ruido ambiental, los analistas de radar la adoptan como una forma de caracterizar la energía en un radar debida al ruido en el entorno, así como en la electrónica. Por lo tanto, definimos la energía del ruido a la entrada del filtro adaptado como

$$E_N = GkT_s \quad [\text{W} \cdot \text{s}] \quad (4.35)$$

donde

$$T_s = T_a + (F_n - 1)T_0 \quad (4.36)$$

En la ecuación 4.35, G es la misma ganancia del receptor que aparece en la ecuación 4.32. Además, T_s es la temperatura de ruido del sistema y T_a es la temperatura de la antena; F_n es el factor de ruido general del radar desde la “cara de la antena” hasta la entrada del filtro acoplado. Incluye las figuras de ruido de todos los dispositivos activos y pasivos en el radar, incluidos los componentes de la antena (p. ej., radomo, desfasadores, guías de ondas, alimentaciones) que presenten una pérdida óhmica o disipativa.

La temperatura de la antena, T_a , proporciona un medio para caracterizar el ruido ambiental en el radar. Para el caso en que el haz del radar apunte hacia el cielo pero no directamente al sol o a una estrella, su ecuación es

$$T_a \approx 0,876T'_a + 36 \quad [\text{K}] \quad (4.37)$$

Esta ecuación también tiene en cuenta que el ruido terrestre entra a través de los lóbulos laterales y traseros de la antena y se supone una antena sin pérdidas óhmicas, que están incluidas en F_n . La temperatura T'_a es la temperatura de una antena idealizada y plasmada en manuales en curvas.

Ahora, si suponemos que $T_a = T_0$, que es razonable cuando $F_n > 7\text{dB}$,

$$T_s = T_a + (F_n - 1)T_0 = f_n T_0 \quad (4.38)$$

Combinando entonces las ecuaciones 4.32 y 4.35, obtenemos finalmente la relación señal a ruido,

$$\text{SNR} = \frac{E_S}{E_N} = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 R^4 k T_s L} \quad [\text{W} \cdot \text{s} / \text{W} \cdot \text{s}] \quad (4.39)$$

donde el término G se cancela presente en ambas energías lo que significa que la ganancia general del receptor del radar no afecta a SNR

4.2.3 Ejemplo de Alcance de Radar

Para ilustrar el uso de la ecuación de alcance de radar, consideremos un radar monoestático con los parámetros que se listan en la tabla 4.1. Se trata de calcular la SNR en un objetivo con una RCS de 6dBsm y en un rango de 60km . Para realizar el cálculo, necesitamos encontrar los parámetros de la ecuación del alcance del radar 4.39 y asegurarnos de que estén en unidades consistentes. La mayoría de los parámetros están en la Tabla 4.1 o pueden derivarse de ellos. Los dos parámetros que no están en la tabla son el rango objetivo y el RCS objetivo, que

Parámetros del Radar	Valor
Potencia pico transmitida P_T	1 MW
Perdidas de transmisión $L_t L_{ant}$	2dB
Ancho de pulso τ_p	0.4 μs
Directividad de la antena G_T, G_R	38dB
Frecuencia de operación	8 GHz
Figura de ruido del sistema F_n	8 dB
Otras pérdidas L_o	2dB

Tabla 4.1: Parámetros de un radar ejemplo

Parámetros del Radar	Valor Sist. Métrico	Valor dB
P_T	10^6 [W]	60[dBW]
G_T	6309.6 [W/W]	38 [dB]
G_R	6309.6 [W/W]	38 [dB]
$\lambda = c/f_c$	0.0375 [m]	-14.26 [dB(m)]
Ancho de pulso τ_p	$0,410^{-6}s$ -64 [dB(s)]	
σ	3,98[m ²]	6 [dB(sm)]
R	60×10^3 [m]	47.78 [dB(m)]
k	$1,38 \times 10^{-23}$ [W · s/K]	-228.6 [dB(W · s/K)]
$L = L_o L_t L_{ant}$	2.51 [W/W]	4 [dB]
T_s	1602 [K]	32[dB(K)]

Tabla 4.2: Parámetros finales para el calculo de SNR de un radar ejemplo

son dato. Necesitaremos calcular la longitud de onda, λ , las pérdidas totales y la temperatura de ruido del sistema, T_s . La Tabla 4.2 da los parámetros en las unidades apropiados y los valores de λ y L .

T_s se calculó a partir de

$$T_s = T_a + (F_n - 1)T_0 \quad (4.40)$$

donde para un $T'_a \approx 30K$ obtenida da curvas

$$T_a \approx 0,876T'_a + 36 = 0,876 \times 30 + 36 = 62,3 \quad (4.41)$$

Substituyendo entonces los valores de la tabla 4.2 en la ecuación 4.39,

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{(10^6)(6309,6)(6309,6)(0,0375)^2(3,98)(0,4 \times 10^{-6})}{(4\pi)^3(60 \times 10^3)^4(1,38 \times 10^{-23})(1602)(2,51)} \\ &\approx 62,5 \quad [W \cdot s / W \cdot s] = 17,96\text{dB} \end{aligned} \quad (4.42)$$

4.2.4 Rango de detección

Un uso importante de la ecuación del alcance del radar es la determinación del alcance de detección, o el alcance máximo en el que un objetivo tiene una probabilidad dada de ser detectado por un radar. El criterio para detectar un objetivo es que la SNR esté por encima de algún valor de umbral. Si consideramos la ecuación de alcance del radar anterior, observamos que la SNR varía inversamente con la cuarta potencia del alcance. Esto significa que si la SNR es un cierto valor en un rango dado, aumentará a medida que el rango disminuya. Por lo tanto, definimos el rango de detección como el rango en el que logramos una cierta SNR. Para encontrar el rango de detección resolvemos la ecuación del rango del radar para R ,

$$R = \left[\frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 (\text{SNR}) k T_s L} \right]^{1/4} [\text{m}] \quad (4.43)$$

Para el ejemplo anterior si suponemos que el umbral de detección es para $\text{SNR} = 13\text{dB}$, el rango de detección será de 80km aproximadamente. El nivel de 13dB es una suerte de estándar y se demuestra que esto implica la probabilidad de detección de 0.5 para un objetivo del tipo de un avión.

4.2.5 Ecuación del rango de búsqueda de un radar

Se puede plantear una extensión de la ecuación de alcance del radar que es utilizada para analizar y diseñar radares de búsqueda. Su uso más común es en el dimensionamiento inicial de los radares de búsqueda en términos de potencia y tamaño físico. De hecho, la medida de rendimiento que suele utilizarse para caracterizar este tipo

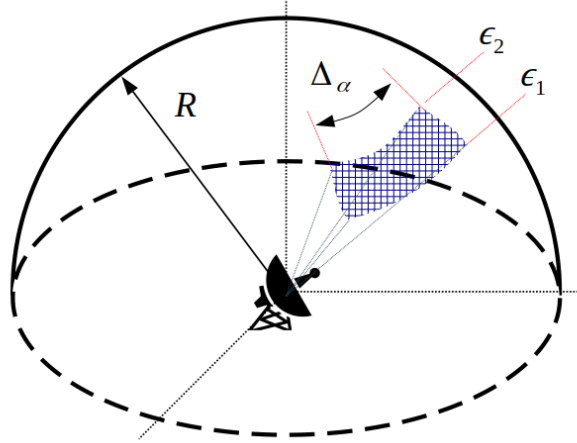


Figura 4.10: Ilustración del sector de búsqueda de un radar.

de radares es el producto medio potencia-apertura, $P_A A_e$, que es el producto de la potencia media por la apertura efectiva del radar.

Comenzamos suponiendo que el radar busca una región angular, o sector, ω que tiene unidades de estereorradianes². Uno de los sectores de búsqueda más comunes es una sección de la superficie de una esfera delimitada por elevación y azimut como se muestra en la figura 4.10. Allí se muestra una extensión de azimut de $\Delta\alpha$ y una extensión de elevación de ϵ_1 a ϵ_2 . El área angular de este sector de búsqueda con todos los ángulos en radianes es

$$\Omega = \Delta\alpha(\sin \epsilon_2 - \sin \epsilon_1) \quad [\text{estereorradianes}] \quad (4.44)$$

El área sobre la superficie de una esfera de radio R será

$$A_{\text{beam}} = K_A R^2 \theta_A \theta_B \quad [\text{m}^2] \quad (4.45)$$

donde como en 4.17, K_A tiene en cuenta la pérdida de energía debido a que parte de la energía se pierde fuera de esta área. Si dividimos esta ecuación por R^2 , se obtiene el área angular del haz del radar,

$$\Omega_{\text{beam}} = K_A \theta_A \theta_B \quad [\text{estereorradianes}] \quad (4.46)$$

El número de haces necesarios para cubrir el sector de búsqueda será

$$n = \Omega / \Omega_{\text{beam}} = \Omega / K_A \theta_A \theta_B \quad (4.47)$$

Este número es ideal y supone un sector de búsqueda y haces rectangulares. En la práctica el número de haces necesarios está afectado por un factor de empaquetado K_{pack} que tiene en cuenta como se

² Es una unidad que mide ángulos sólidos y equivalente tridimensional del radián

organizan y para haces rectangulares o elípticos que se tocan en los 3dB $K_{\text{pack}} = 1$, en general será distinto de 1 y entonces

$$n = K_{\text{pack}} \Omega / \Omega_{\text{beam}} \quad (4.48)$$

Uno de los requerimientos que se le impone a los radares de búsqueda es que debe cubrir el sector en T_{scan} segundos. Esto significa que el radar debe procesar la señal de n haces en T_{scan} segundos. Dado este requerimiento, el tiempo asignada a cada haz será

$$T_{\text{beam}} = T_{\text{scan}} / n \quad [\text{s}] \quad (4.49)$$

que será el intervalo de repetición de pulso (PRI) T y reemplazando a n ,

$$T = T_{\text{scan}} K_A A \theta_A \theta_B / K_{\text{pack}} \Omega \quad [\text{s}] \quad (4.50)$$

Usamos entonces al ciclo de trabajo $d = \tau_p / T$ para obtener

$$d = \frac{\tau_p K_{\text{pack}} \Omega}{T_{\text{scan}} K_A A \theta_A \theta_B} \quad (4.51)$$

Además, dado que el radar tiene un ancho de pulso τ_p y un PRI de T , la potencia promedio será

$$P_A = P_T (\tau_p / T) = P_T d \quad [\text{W}] \quad (4.52)$$

Substituimos 4.51 y 4.52 en la ecuación 4.11

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 R^4 k T_s L} = \frac{P_A}{d} \frac{G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 R^4 k T_s L} \\ &= \frac{P_A}{\tau_p K_{\text{pack}} \frac{\Omega}{T_{\text{scan}} K_A A \theta_A \theta_B}} \frac{G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau_p}{(4\pi)^3 R^4 k T_s L} \\ &= \frac{T_{\text{scan}} K_A A \theta_A \theta_B P_A G_T G_R \lambda^2 \sigma}{K_{\text{pack}} \Omega (4\pi)^3 R^4 k T_s L} \quad [\text{W} \cdot \text{s} / \text{W} \cdot \text{s}] \end{aligned} \quad (4.53)$$

Usando 4.19 y 4.29 en la ecuación 4.53

$$\text{SNR} = \frac{P_A A_e \sigma T_{\text{scan}}}{4\pi R^4 k T_s L K_{\text{pack}} \Omega} \quad [\text{W} \cdot \text{s} / \text{W} \cdot \text{s}] \quad (4.54)$$

4.2.6 Ejemplo de rango de búsqueda

Suponemos que la búsqueda cubriría una región del espacio entre 0° y 45° en elevación y 30° en azimut que debemos recorrer en 10s. La potencia está limitada a $3 \times 10^6 [\text{W/m}^2]$. El objetivo de interés tiene un RCS de -10dBsm y se necesita una $\text{SNR} = 13\text{dB}$ para obtener un detección. La tecnología actual para este radar hipotético supone una figura de ruido de 4dB y unas pérdidas totales de 6dB. Suponemos

Parámetros del Radar	Valor
Búsqueda en Azimut	30°
Búsqueda en Elevación	0° – 0°
Potencia de apertura	$3 \times 10^6 [\text{Wm}^2]$
Tiempo de búsqueda T_{scan}	10s
RCS σ	-10 dBsm
SNR para detección	13 dB
Pérdidas totales L	6 dB
Factor de empaquetado K_{pack}	1
Temperatura de ruido de sistema T_s	487 K

Tabla 4.3: Parámetros de un radar de búsqueda ejemplo

una haz (elevación) promedio de 10° lo que da un $T'_a = 15\text{K}$. Esto significa una $T_s = 487\text{K}$. Suponemos $K_{\text{pack}} = 1$. Todos estos parámetros se resumen en la tabla 4.3.

Resolvemos la ecuación 4.54 para obtener R

$$R = \left[\frac{P_A A_e \sigma T_{\text{scan}}}{4\pi(\text{SNR})kT_s L K_{\text{pack}} \Omega} \right]^{-1/4} [\text{m}] \quad (4.55)$$

Calculamos Ω

$$\Omega = \Delta\alpha(\sin \epsilon_2 - \sin \epsilon_1) = \left(\frac{\pi}{6}\right) \left(\sin \frac{\pi}{4} - \sin 0\right) = 0,118\pi \quad (4.56)$$

Reemplazamos todos los valores en 4.55

$$R = \left[\frac{3 \times 10^6 \times 0,1 \times 10}{4\pi(20) \times 1,38 \times 10^{-23} \times 487 \times 10^{0,6} \times 0,118\pi} \right] = 1,047[\text{km}] \quad (4.57)$$

