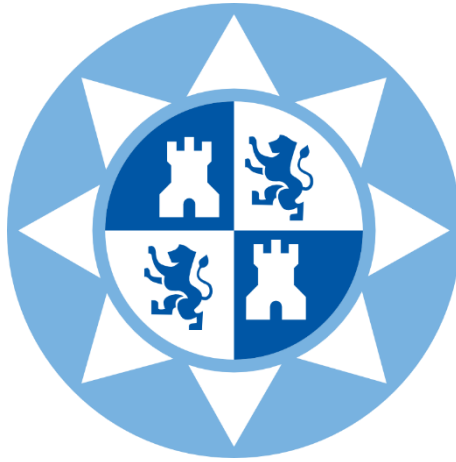


ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto de Fin de Máster

Sistemas radares para el seguimiento de blancos



AUTOR: Pablo Pérez Belando

DIRECTOR: Alejandro Álvarez Melcón

SEPTIEMBRE / 2017

Contenido

1. Introducción	5
2. Abstract	6
3. Medición en rango	7
3.1 Introducción a la medición de rango y de retardo	7
3.2 Sistemas early-gate y late-gate	9
3.3 Discriminador de tiempo.....	10
4. Tracking mediante la medición de la frecuencia Doppler.....	12
4.1 Introducción a la medida de la frecuencia Doppler causada por el blanco	12
5. Tracking mediante la medida de ángulos espaciales.....	13
5.1 Sistemas de Escaneo Cónico (Conical Scanning).....	14
5.1.1 Introducción: Parámetros principales y funcionamiento.....	14
5.2.1 Geometría del sistema de escaneo cónico.....	17
5.2.2 Diagrama de bloques asociado al funcionamiento mecánico del sistema	23
5.2.3 Diagrama de bloques asociado al procesamiento de la señal en recepción	24
5.3 Sistemas Monopulso	27
5.3.1 Introducción: Parámetros principales y funcionamiento.....	27
5.3.2 Geometría del sistema monopulso	28
5.3.3 Señal recibida	30
5.3.4 Sistema monopulso óptimo	31
5.3.5 Primeros sistemas monopulso	32
5.3.6 Sistema monopulso sensible a la amplitud.....	33
5.3.7 Sistemas Monopulso de comparación de fase.....	43
5.3.8 Monopulso de dos canales.....	47
5.3.9 Conopulso.....	48
5.3.10 Servosistemas de Tracking	48
5.3.11 Técnicas Monopulso Especiales	49
5.3.12 Fuentes de error.....	50
6. Casos de estudio.....	54
6.1 Caso 1: Simulación de señal recibida en sistema de escaneo cónico	54
6.1.1 Caso: $P\theta s = \cos n(\theta s)$	57
6.1.1 Caso: $P\theta s = e - a2\theta s2$	61
6.2 Caso 2: Simulación de sistema monopulso	62
6.2.1 Introducción a los ratios de ángulos de detección.....	62
6.2.2 Caso: Señales monopulso en amplitud	63

7. Conclusiones y líneas futuras	70
8. Bibliografía	71

1. Introducción

En el presente documento se procederá a realizar un estudio de los principales sistemas de radares de seguimiento de blancos (*Tracking*), con el objetivo de conocer a fondo las características de cada uno de ellos y comprender su funcionamiento mediante la exposición y realización de simulaciones prácticas.

Como primer aspecto, se hablará de la medición en rango, así como de los aspectos principales que componen su estudio y como pueden ser empleados para los sistemas radar que se analizarán en secciones posteriores del presente documento. Es importante realizar esta primera introducción a la medición en rango para comprender como los diversos sistemas de *Tracking* llevan a cabo el proceso de conocer la posición de un blanco determinado.

Posteriormente se tratará brevemente la medición de la distancia a un blanco determinado mediante el empleo de la frecuencia Doppler que genera el movimiento del mismo, ya que diversos sistemas de seguimiento emplean esta técnica para conocer la distancia que les separa de un blanco una vez que ha sido realizada la adquisición del mismo.

Donde más se incidirá será en los sistemas de medición de ángulos espaciales, ya que son los más empleados y permiten realizar el seguimiento de uno o varios blancos de forma muy precisa.

El primer sistema expuesto será el sistema de Escaneo Cónico o *Connical Scan*, el cual emplea un haz tipo pincel que gira alrededor de un eje y el objetivo de este sistema es que dicho eje sea el que une el blanco con el sistema de referencia, se expondrán las características geométricas del sistema, así como su diagrama de bloques a nivel mecánico y de procesado de señal.

A continuación, se analizará el sistema monopulso, el cual puede tener dos variantes principales en función del parámetro medido: amplitud o fase.

Para este sistema monopulso se expondrán sus características geométricas, así como los aspectos principales de su funcionamiento que permiten realizar el seguimiento de un blanco en movimiento.

Como último capítulo del documento, se procederá a presentar dos casos prácticos de estudio: uno para el sistema *Connical Scan* y otro para el sistema monopulso.

En el desarrollo de estos dos casos se expondrá como es la señal recibida y procesada por cada uno de los sistemas, así como los procedimientos que cada uno lleva a cabo para conocer los ángulos espaciales que determinan la posición de un blanco determinado.

Para estos casos prácticos se emplearán señales de muestra y se desarrollará el procedimiento que es llevado a cabo para obtener la señal a la salida de cada uno de ellos.

2. Abstract

This document will proceed to conduct a study of the main systems of tracking radars, in order to thoroughly understand the characteristics of each of them and to understand their operation by exposing and performing practical simulations.

As a first aspect, we will talk about the range measurement, as well as the main aspects that compose its study and how they can be used for the systems that will be analyzed later. In order to realize this first introduction to the range measurement is essential to understand how the several Tracking systems implement the mechanism to calculate the position of a particular target.

Subsequently we will briefly discuss the measurement of distance to a target by using the Doppler frequency that is generated by it's movement, since various tracking systems use this technique to know the distance that separates them from a target.

Where there will be more attention will be in the systems of measurement of space angles, since they are the most used and allow to follow the tracking of one or more targets very precisely.

The first system exposed will be the Connical Scan system, which uses a pincel beam that revolves around an axis and the objective of this system is that the axis is the one that connects the target with the reference system.

Will expose the geometric characteristics of the system, as well as its block diagram at mechanical level and signal processing.

Next, the monopulse system will be analyzed, which can have two main variants depending on the measured parameter: amplitude or phase.

For this system will be exposed its geometric characteristics, as well as the main aspects of its operation that allow to follow a target, these types of systems are the most used when it is desired to carry out such tracking.

As a final section, two case studies will be studied: one for the Connical Scan system and another for the single-pole system.

In the development of these two cases will be exposed as is the signal received and processed by each of the systems, as well as the procedures that each one performs to know the spatial angles that determine the position of a particular target.

For these practical cases samples will be used and the procedure that is carried out to obtain the signal at the exit of each of them will be developed.

3. Medición en rango

3.1 Introducción a la medición de rango y de retardo

La medición en rango trata del proceso que es necesario llevar a cabo para medir la distancia a la que se encuentra un determinado blanco respecto de un sistema radar tomado como referencia.

Con el objetivo de llevar a cabo esa medición se busca conocer el retardo que se produce desde que el sistema radar emite un pulso de señal, hasta que este “rebota” en el blanco y vuelve al receptor del sistema radar.

Este tipo de mediciones de distancia del blanco pueden llegar a ser muy precisas, pudiéndose alcanzar una tasa de error de pocos metros para un blanco que se encuentre a varios kilómetros de distancia, siempre que se tenga una alta relación señal-ruido (SNR).

Para implementar este tipo de sistemas se suelen emplear sistemas radares de onda continua modulada en frecuencia con una señal tipo “rampa” o diente de sierra como señal moduladora.

Para conocer la distancia a la que se encuentra el blanco, se emplea la frecuencia Doppler causada por la reflexión en el blanco y obtenida a partir de la diferencia en frecuencia entre la señal rampa transmitida y la señal rampa recibida.

La frecuencia Doppler de un blanco en movimiento se relaciona con la velocidad radial que posee dicho blanco de la siguiente forma:

$$f_D = \frac{2V_r}{\lambda_0} \quad (1)$$

Siendo f_D la frecuencia Doppler debida al movimiento del blanco, V_r la velocidad radial del blanco y λ_0 la longitud de onda de la señal emitida.

En el instante $t = 0$, dicho retardo se identifica con la letra τ_R y aplicando la fórmula de cálculo de la velocidad se puede deducir la siguiente expresión:

$$\tau_R = \frac{2R_0}{C} \quad (2)$$

Siendo R_0 la distancia a la que se encuentra el blanco y C la velocidad de la luz; se calcula el tiempo que la onda tarda en recorrer una distancia $2R_0$ (Ida y vuelta) a la velocidad C .

El problema surge cuando se desea medir la distancia R_0 con la mayor precisión posible, lo cual va ligado a medir el retardo con la mayor precisión posible, por lo tanto, se pasa a hablar únicamente de la medición del retardo.

Para mejorar la precisión de la medición del retardo se usa una constante de proporcionalidad llamada K_τ , de forma que $S_0 = K_\tau(\tau_0 - \tau_R)$ y donde S_0 sería la respuesta del sistema al retardo, siendo τ_0 el retardo medido y τ_R el retardo considerado como verdadero, siendo la respuesta de la forma mostrada en la Figura 1:

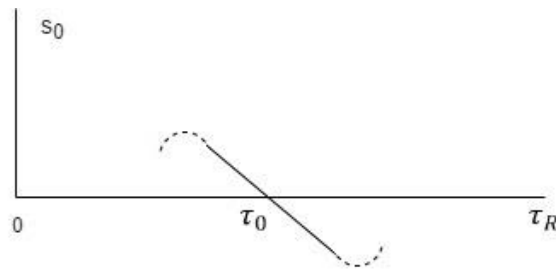


Figura 1: Respuesta del sistema en función del retardo (Fuente: Radar Principles, Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Para valores de $|\tau_0 - \tau_R|$ muy altos la curva sigue un comportamiento no lineal, de forma que interesan siempre los valores de S_0 comprendidos en la zona lineal.

Se puede obtener el retardo verdadero despejando la expresión anterior, de forma que se tendría una corrección de la forma $-\frac{S_0}{K_\tau}$.

Si el retardo medido es igual al retardo considerado como verdadero, dicha corrección será igual a 0 y se puede obtener el error en el retardo debido al ruido como:

$$\Delta\tau = \hat{\tau} - \tau_R = -\frac{n_0}{K_\tau} \quad (3)$$

Siendo n_0 una componente de ruido aleatoria.

Se puede estimar el retardo verdadero con la ayuda de un gate pulse y un integrador, estos pulsos “gate” reciben su nombre debido a que son adquiridos cuando el sistema “abre” o “escucha” el canal de recepción.

Los sistemas “early-late gate” proporcionan unas características de medición deseables y por ello resulta interesante hablar de los discriminadores de tiempo.

3.2 Sistemas early-gate y late-gate

El primer paso antes de realizar cualquier tipo de tracking, ya sea en rango o angular es la adquisición del blanco.

Una vez realizada la adquisición del blanco, el sistema de medición en rango “escuchará” el canal de recepción en aquellos instantes en los que se espera que llegue al un pulso reflejado en el blanco al sistema que emitió dicho pulso.

Este tipo de medición basada en la reflexión de pulsos se suele implementar en forma de bucle cerrado, ya que el sistema emite un pulso y espera su recepción de forma periódica.

Para una medición óptima se debe recibir la totalidad del pulso reflejado durante el periodo de tiempo en el que el receptor se encuentra escuchando el canal, cuando esto no ocurre de forma precisa se produce un error.

Los sistemas early-gate y late-gate se emplean para medir ese error que se produce durante la medición en rango y el término “gate” hace referencia a esa “puerta” que se abre para recibir la señal del blanco.

El pulso reflejado del blanco suele ser denominado como “video”, ya que si se observa dicho pulso en un sistema de visualización se puede ver de forma gráfica como es la forma de dicho pulso.

El pulso se divide en dos regiones: la primera región o mitad del pulso y la segunda, de forma que el sistema escuchará ambas regiones por separado:

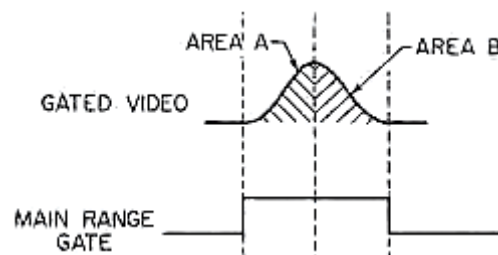


Figura 2: Región comprendida por el pulso y la medición (Fuente: Radar handbook, Merril Skolnik (2008))

La función “early-gate” escuchará la primera mitad del pulso y permitirá que se carguen unos condensadores implementados en el circuito del sistema de recepción de forma proporcional a dicho pulso, mientras que la función “late-gate” escuchará la segunda mitad y cargará los condensadores con una polaridad opuesta a la de los condensadores asociados a la fase “early-gate”, tal y como se muestra en la Figura 2.

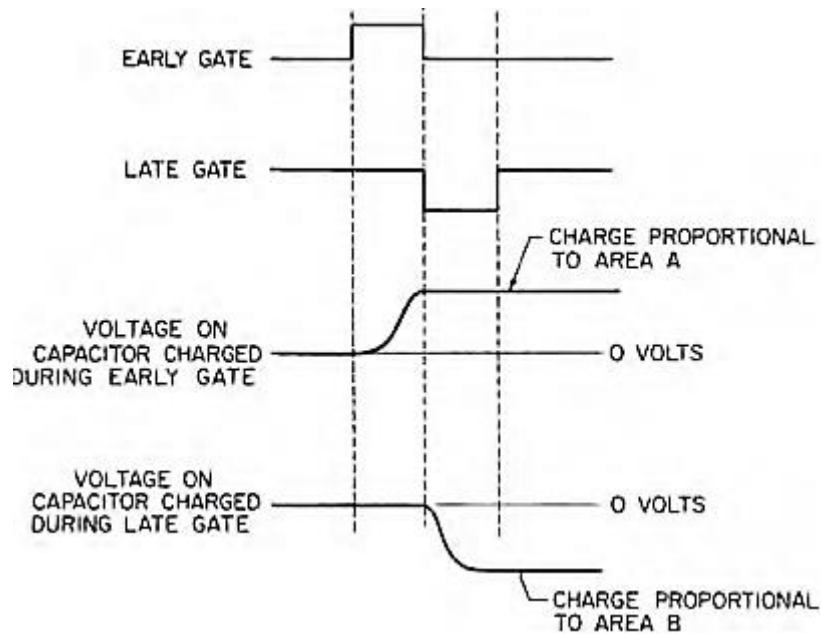


Figura 3: Pulsos Early Gate y Late Gate (Merril Skolnik (2008))

El comportamiento de estos condensadores que son cargados de forma proporcional a las señales recibidas del canal en recepción se puede asociar al comportamiento de un integrador.

3.3 Discriminador de tiempo

La combinación de un sistema de alerta temprana (early gate) y un integrador da lugar a un discriminador de tiempo.

Las características del discriminador de tiempo pueden ser aproximadas como lineales por diferentes expresiones en función de si el ruido presente es despreciable o no:

$$\text{Ruido despreciable} \quad S_0 = K_\tau(\tau_0 - \tau_R) \quad (4)$$

$$\text{Ruido no despreciable} \quad S_0 + n_0 = K_\tau(\tau_0 - \tau_R) \quad (5)$$

En ambos casos la pendiente se define como:

$$K_{\tau} = \left. \frac{ds_0}{d\tau_0} \right|_{\tau_0 = \tau_R} = - \left. \frac{ds_0}{d\tau_R} \right|_{\tau_R = \tau_0} \quad (6)$$

Dicha pendiente es el parámetro más importante para definir la precisión en la medida del retardo en presencia de ruido.

El diagrama de bloques mostrado en la Figura 4, ilustra el comportamiento de un sistema discriminador de tiempo óptimo:

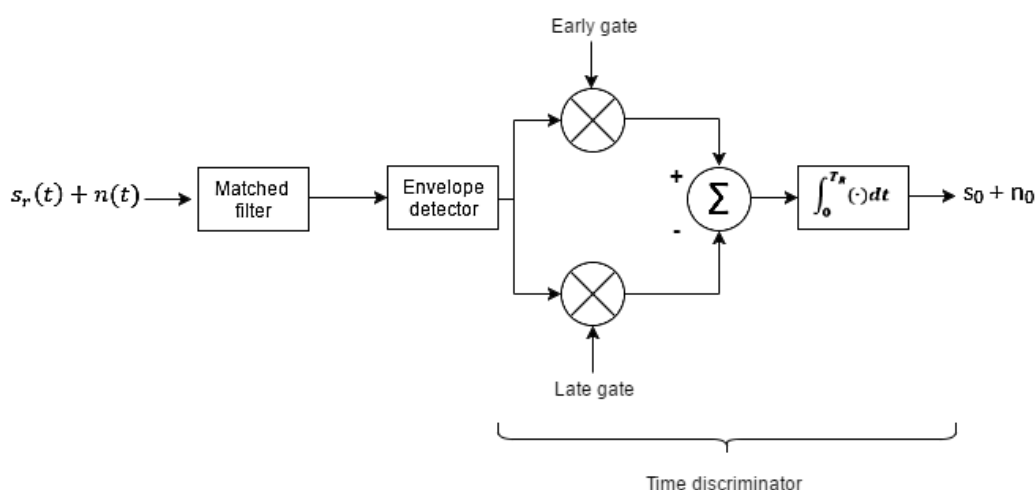


Figura 4: Diagrama de bloques de un discriminador de tiempo (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

El funcionamiento de este sistema es el siguiente:

- El filtro adaptado (Matched filter) maximiza la relación señal-ruido en el instante τ_R .
- El detector de envolvente elimina la fase de la portadora.
- La señal es separada en dos componentes early y late gate.
- El integrador recibe la suma de las señales resultantes de las combinaciones early y gate y proporciona a su salida la respuesta del sistema junto con el ruido (si este último es despreciable solo se encontrará s_0 a la salida).

Esta señal de salida tendría la forma mostrada en la figura 5:

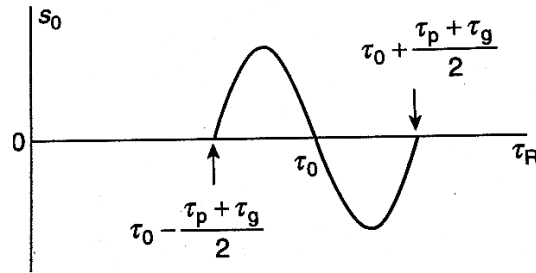


Figura 5: Señal de salida de un discriminador de tiempo (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Donde:

τ_0 representa el retardo a medir por el sistema.

τ_p representa el intervalo entre las dos amplitudes de la envolvente del pulso recibido por el sistema.

τ_g representa la duración de los pulsos gate empleados.

4. Tracking mediante la medición de la frecuencia Doppler

4.1 Introducción a la medida de la frecuencia Doppler causada por el blanco

Los sistemas radares tratan de realizar el seguimiento de un blanco mediante la emisión y recepción de ondas.

Para poder hacer posible dicho seguimiento, los sistemas radares aprovechan el hecho de que todo blanco en movimiento produce, a raíz de dicho movimiento, una componente en frecuencia que difiere de la frecuencia de la onda emitida por el sistema radar; a dicha frecuencia diferente se le conoce como frecuencia Doppler.

La frecuencia Doppler de un blanco en movimiento está directamente relacionada con la velocidad radial que posee dicho blanco, de forma que se cumple la siguiente expresión:

$$f_d = \left(\frac{-2v_r}{c} \right) f_0 \quad (7)$$

Donde:

- f_d es la frecuencia Doppler del blanco.
- v_r es la velocidad radial del blanco.
- c es la velocidad de la luz
- f_0 es la frecuencia de la onda emitida por el sistema radar.

Esta frecuencia discriminante puede facilitar la detección y el seguimiento de blancos en movimiento.

5. Tracking mediante la medida de ángulos espaciales

La medida de ángulos espaciales permite conocer la posición de un blanco determinado dentro del espacio que rodea a un sistema radar, es decir, permite ubicar dicho blanco en forma de coordenadas angulares con respecto a un determinado radar que trate de conocer su posición.

La medida continua de estos ángulos espaciales recibe el nombre de seguimiento o *Tracking*.

Dentro de los sistemas de tracking se puede distinguir dos tipos fundamentales:

- Sistemas de Barrido Cónico
- Sistemas Monopulso

Con el objetivo de llevar a cabo un estudio más detenido, se exponen a continuación los diferentes aspectos, tanto a nivel matemático como de implementación de tales sistemas.

5.1 Sistemas de Escaneo Cónico (Conical Scanning)

5.1.1 Introducción: Parámetros principales y funcionamiento

Los sistemas de escaneo cónico tratan de seguir el movimiento de un blanco mediante un mecanismo de comparación de ejes y la generación de un diagrama tipo pincel.

Dicho diagrama pincel gira alrededor de un eje de giro y se establece un eje cartesiano de coordenadas rectangulares que permita diferenciar tres ejes de posición, tal y como se muestra en la Figura 6:

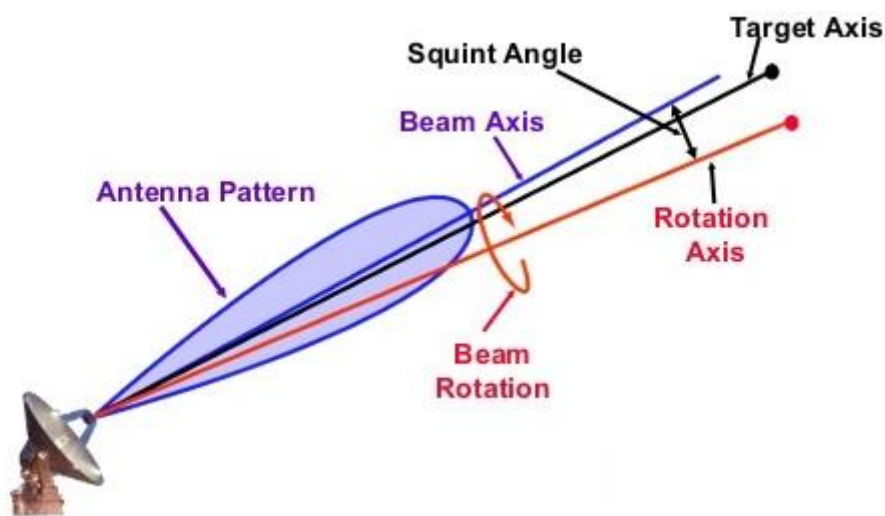


Figura 6: Sistema de escaneo cónico

- La línea que une el origen de los ejes de referencia con el blanco determina el **eje del blanco (target axis)**.
- La línea que une el origen de los ejes de referencia y extremo del diagrama pincel define el **eje del haz (beam axis)**, siendo el extremo del diagrama pincel el máximo del mismo.
- La línea sobre la que gira el diagrama pincel se denomina **eje de giro (boresight axis)**. El objetivo del sistema es hacer coincidir este eje de rotación con el eje del blanco, ya que en ese caso, el sistema estará apuntando directamente al blanco.

Cuando el haz tipo pincel gira alrededor del eje de rotación dibuja una estela en forma de cono, tal y como se ilustra en la Figura 7; de este hecho se extrae el nombre del sistema.



Figura 7: Estela cónica definida por el sistema

Para una mejor comprensión del sistema, se define un sistema de coordenadas rectangulares donde el radar se encontrará en el origen de dicho sistema de coordenadas, según se muestra en la Figura 8.

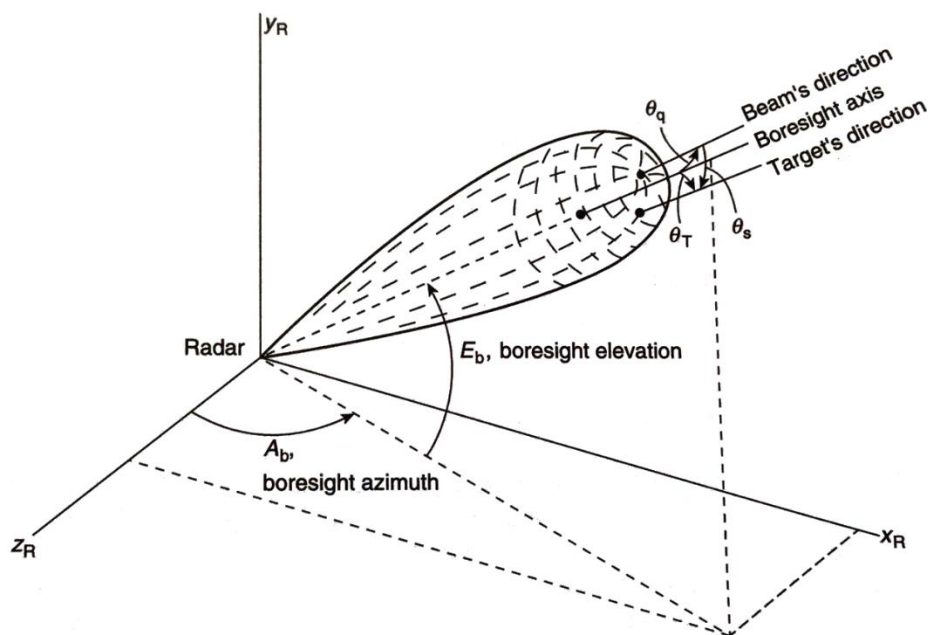


Figura 8: Geometría del sistema de escaneo cónico (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Como se ha comentado anteriormente, el haz tipo pincel gira alrededor del eje *Bore-sight*, por lo tanto para ubicar este eje de giro se emplean dos parámetros, ambos mostrados en la Figura 9:

- Ángulo de Azimuth (A_b)
- Ángulo de elevación (E_b)

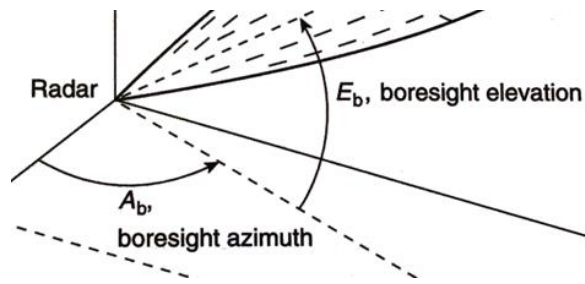


Figura 9: Ángulos de azimuth y elevación (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Ambos parámetros permiten ubicar espacialmente el eje de giro *Boresight* (recordar que el objetivo es hacer coincidir este eje de giro con el eje en el que se encuentra el blanco).

Además de estos dos ángulos que sirven para ubicar el eje *Boresight*, se pueden definir otros tres ángulos que permiten conocer las posiciones relativas entre los tres ejes (*Boresight axis*, *Target axis*, *Beam axis*):

- El ángulo existente entre el eje de giro *Boresight axis* y el eje de apuntamiento del haz *Beam axis* se llama *Squint Angle* (θ_q), tal como se observa en la Figura 10:

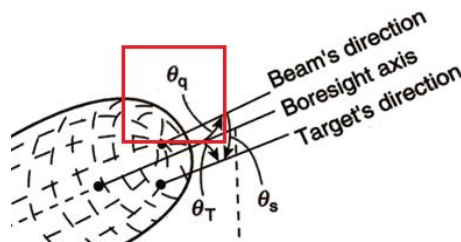


Figura 10: Squint Angle (θ_q) (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

- En la Figura 11 se muestra el ángulo existente entre el eje *Boresight Axis* y el eje *Target axis*, conocido como *Target angle* (θ_T).

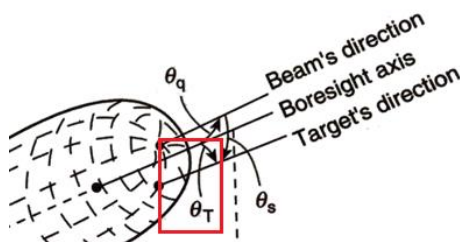


Figura 11: Target angle (θ_T) (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Para un funcionamiento del sistema interesa que este parámetro tenga un valor lo más cercano a cero posible, ya que en tal caso, el eje *Boresight* y el eje del blanco (*Target axis*) estarán alineados.

- En la Figura 12 se puede observar el ángulo comprendido entre el eje del haz *Beam axis* y el eje del blanco *Target axis*, definido como *Scan angle* (θ_s).

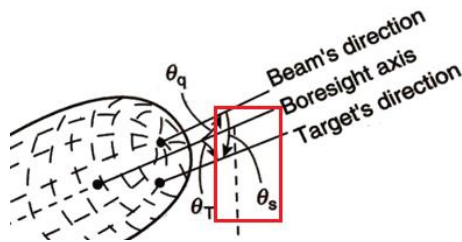


Figura 12: Scan angle (θ_s) (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Como se ha comentado anteriormente, para su funcionamiento, el sistema de escaneo cónico requiere de una rotación del haz tipo pincel en torno al eje de rotación *Boresight*, por lo tanto, la tasa de rotación del haz tipo pincel escaneo se denota por la frecuencia angular ω_s .

Esta tasa de escaneo debe ser lo suficientemente lenta como para que varios pulsos puedan retornar al radar desde el blanco y así disponer de información suficiente.

Por otro lado, el ángulo θ_q debe permanecer constante, pues en caso contrario el giro del haz no describiría un cono y el sistema no funcionaría adecuadamente.

5.2.1 Geometría del sistema de escaneo cónico

- Para poder comprender el sistema, se define un eje de coordenadas (x, y, z) mostrado en la Figura 13 donde z es la dirección del eje *Boresight*:

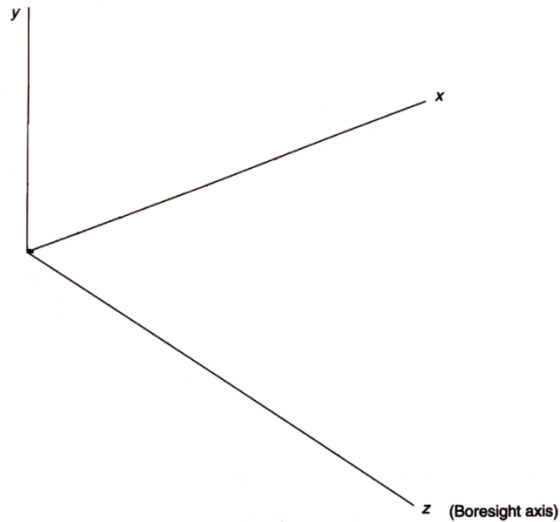


Figura 13: Sistema de coordenadas (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

- En este sistema de coordenadas, la apertura que genera el diagrama de radiación se encuentra ubicada en el plano xy , por otro lado, el blanco se encontraría ubicado en un punto perteneciente a una esfera de radio r y la dirección en la que se encuentra ubicado dicho blanco vendría dada por los ángulos ψ_x y ψ_y , ambos ilustrados en la Figura 14:

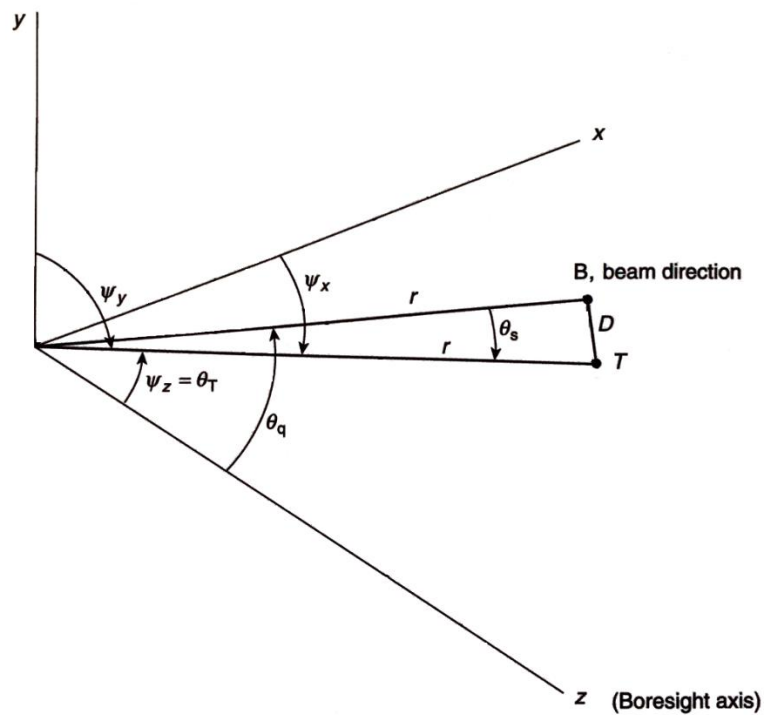


Figura 14: Ángulos ψ_x y ψ_y (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Interesa conocer los ángulos complementarios de ψ_x y ψ_y , los cuales vendrán dados por:

$$\theta_x = \frac{\pi}{2} - \psi_x \quad (8)$$

$$\theta_y = \frac{\pi}{2} - \psi_y \quad (9)$$

Al ser ángulos complementarios se cumplirán también las siguientes expresiones:

$$\cos(\psi_x) = \sin(\theta_x) \quad (10)$$

$$\cos(\psi_y) = \sin(\theta_y) \quad (11)$$

Los ángulos θ_x y θ_y son los ángulos medidos durante el escaneo cónico, ya que indican la separación del blanco de los planos yz y xz respectivamente.

La dirección de apuntamiento del haz viene dada por el punto B de la Figura 14 y el ángulo existente entre la dirección de apuntamiento del haz y la dirección en la que se encuentra el blanco es el ángulo θ_S .

La distancia D existente entre los puntos B y T (target) se puede obtener de la siguiente forma:

$$D^2 = 4r^2 \sin^2\left(\frac{\theta_S}{2}\right) = D_{xy}^2 + r^2[\cos(\theta_q) - \cos(\theta_T)]^2 \quad (12)$$

Donde:

- θ_S es el ángulo que separa las direcciones de apuntamiento del haz y la dirección en la que se encuentra el blanco.
- θ_q es el ángulo que separa la dirección de apuntamiento del haz y el eje de rotación *Boresight*.
- θ_T es el ángulo que separa el eje de rotación *Boresight* y la dirección en la que se encuentra el blanco y en el caso de la Figura 14 indicada anteriormente se puede observar que $\psi_z = \theta_T$.

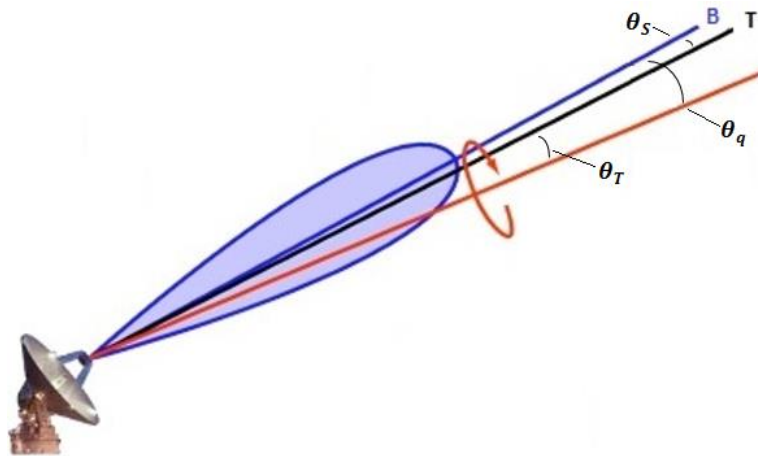


Figura 15: Target, Squint and Scan angles

En el caso de que los ángulos θ_q y θ_T sean pequeños se puede calcular la proyección de los puntos B y T sobre un plano perpendicular al eje *Boresight*, dicho plano perpendicular sería el plano xy y de la misma forma que se puede tener una proyección de los puntos B y T, se puede tener una proyección de la distancia D que separa ambos puntos y la cual vendrá dada por D_{xy} , como se muestra en la Figura 16:

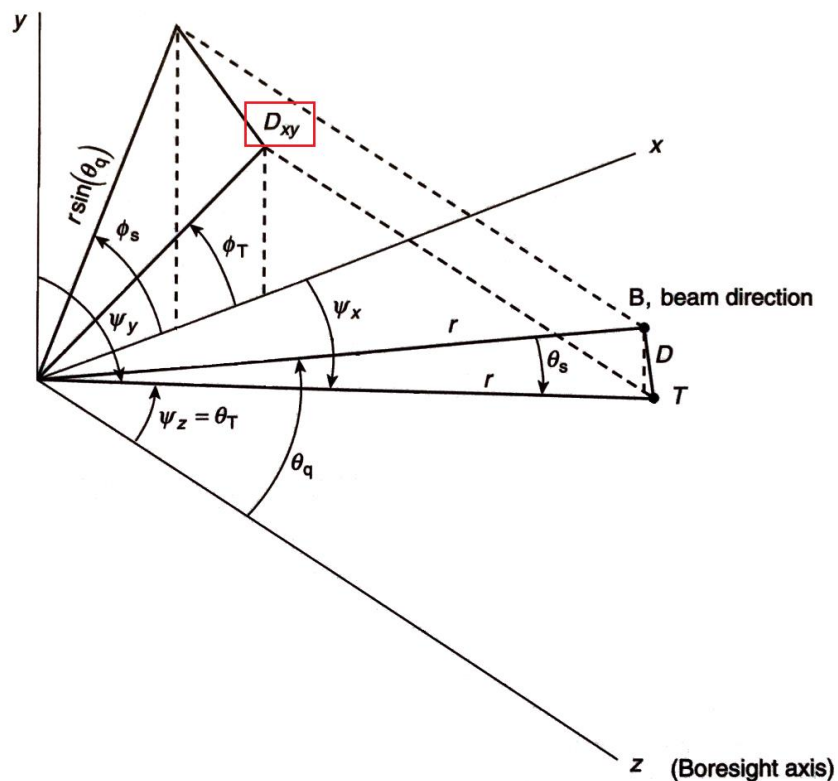


Figura 16: Distancia D_{xy} (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

El ángulo ϕ_s de la Figura 16 representa la separación entre la proyección de la dirección de apuntamiento del haz y el eje x y recibe el nombre de ángulo de rotación del haz.

Por otro lado, el ángulo ϕ_T mostrado en la Figura 16 representa la separación entre la proyección de la dirección del blanco y el eje x y recibe el nombre de ángulo de rotación del blanco.

De la misma forma que se realizan las proyecciones sobre el plano XY se pueden realizar las proyecciones de los puntos B y T sobre el plano XZ representada en color rojo en la Figura 17:

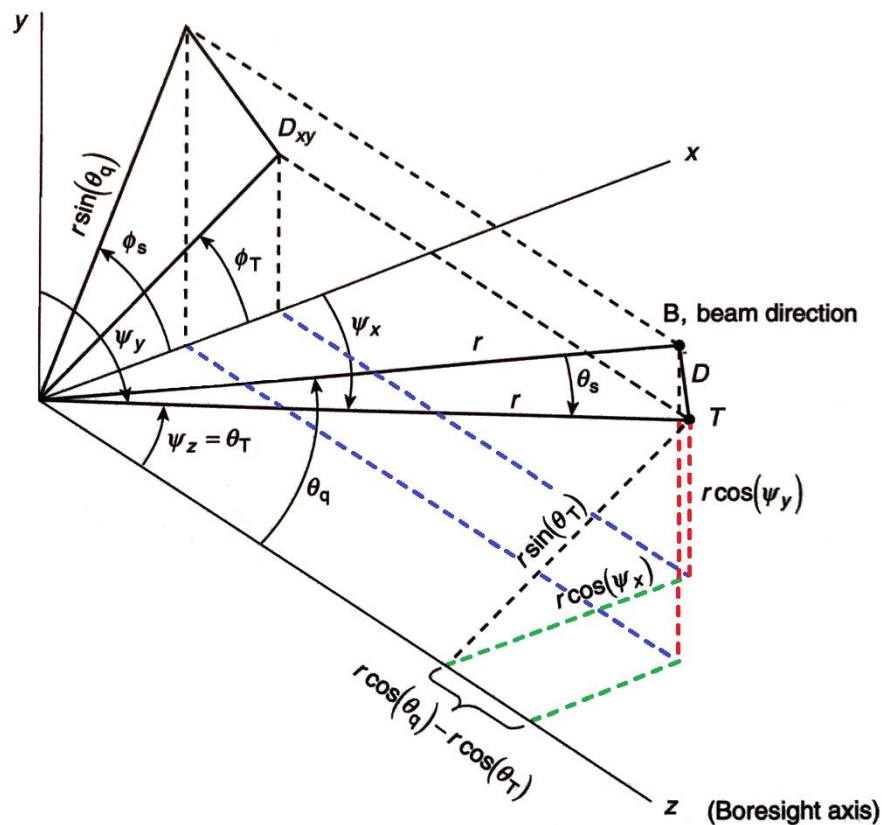


Figura 17: Proyecciones sobre los planos XY y XZ (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Los puntos proyectados sobre el plano XZ se proyectan a su vez sobre el plano YZ y el plano XY .

Para ángulos pequeños θ_q y θ_T se puede asumir que $D \sim D_{xy}$ de forma que los puntos B y T caerían en un plano perpendicular al eje boresight, como consecuencia de ello, las relaciones entre los distintos ángulos se toman como las relaciones en un plano proyectado y se podrá asumir la vista de la Figura 18.

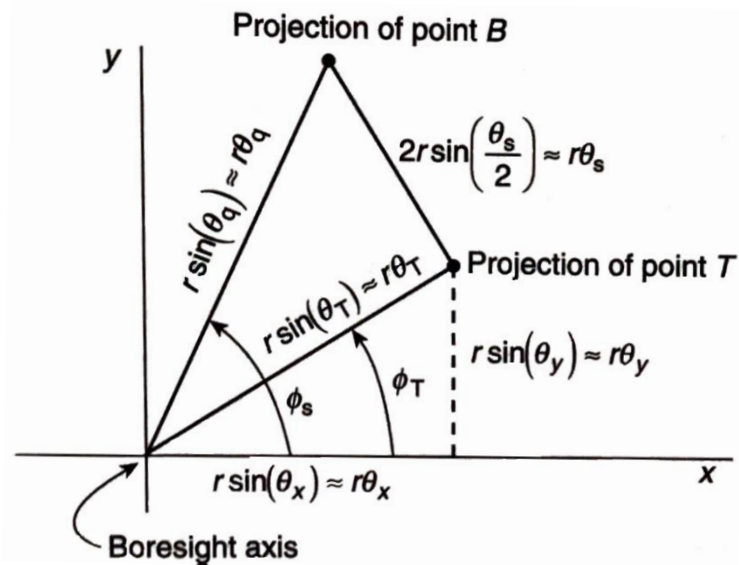


Figura 18: Sistema observado desde el eje Boresight (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

La Figura 18 equivale a mirar la Figura 17 anterior desde el extremo del eje *Boresight* y con el plano XY de frente.

A partir de ahora se considerarán también para trabajar los ángulos ϕ_S y ϕ_T (indicados en la figura 19 a modo de zoom sobre la figura 18) que hacen referencia a las proyecciones de los puntos B y T sobre el plano XY.



Figura 19: Ángulos ϕ_S y ϕ_T (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Se puede denotar a los ángulos ϕ_S y ϕ_T como ángulos de rotación u orientación del haz o del blanco y de las relaciones geométricas se puede obtener el ángulo θ_S empleando la ley del coseno:

$$\theta_S^2 = \theta_q^2 + \theta_T^2 - 2\theta_q\theta_T\cos(\phi_S - \phi_T) \quad (13)$$

Se asume que el patrón de radiación de la antena se denota por $P(\theta_s)$ y viene definido en función del ángulo θ_s .

En secciones posteriores se verá como emplear este tipo de patrón de radiación para simular la señal recibida en el sistema por el sistema de escaneo cónico y cómo afecta la variación del mismo.

5.2.2 Diagrama de bloques asociado al funcionamiento mecánico del sistema

El sistema de escaneo cónico hace uso de dos motores que controlan la orientación de la antena en elevación y azimuth con el objetivo de proporcionar el movimiento necesario para llevar a cabo el seguimiento del blanco.

El diagrama de bloques que explica el comportamiento del sistema a nivel mecánico se representa en la figura 20:

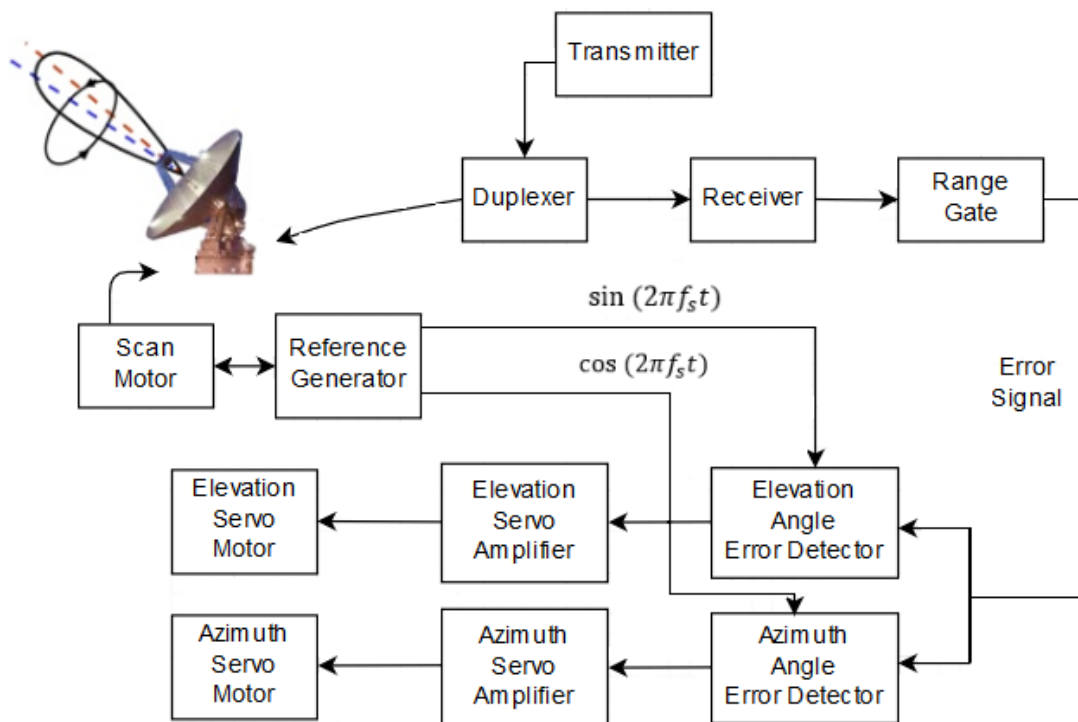


Figura 20: Diagrama de bloques del sistema a nivel mecánico

El funcionamiento de este sistema monopulso es el siguiente:

- El transmisor genera la señal de salida y la envía al duplexor, el cual transmite una copia de la misma a la antena y otra al receptor.
- La señal recibida entra al receptor y genera una señal de error.
- El generador de referencia envía dos pulsos a los detectores de error de ángulo en elevación y azimuth.
- Estos detectores de error reciben también la señal de error a partir del receptor y envían las correcciones necesarias a realizar a los amplificadores de los servos en elevación y amplitud.
- Los servo motores de elevación y amplitud corrigen la posición de la antena para poder realizar el seguimiento correctamente.
- Tanto la antena como los servo motores se encuentran ubicados sobre un pedestal que les otorga la altura necesaria.

Para generar las dos señales de error que son introducidas a los detectores de error angular se emplea un sistema discriminador de tiempo que siga el comportamiento de un sistema early-late.

5.2.3 Diagrama de bloques asociado al procesado de la señal en recepción

Una vez que la señal es recibida en la antena en recepción del sistema de escaneo cónico es sometida a un procesado de señal que permita obtener dos señales: una asociada al eje x de referencia y otra asociada al eje y de referencia.

Con las dos señales obtenidas se podrá conocer la posición del blanco respecto del sistema radar.

El diagrama de bloques que sigue el procesado de la señal en recepción se representa en la figura 21:

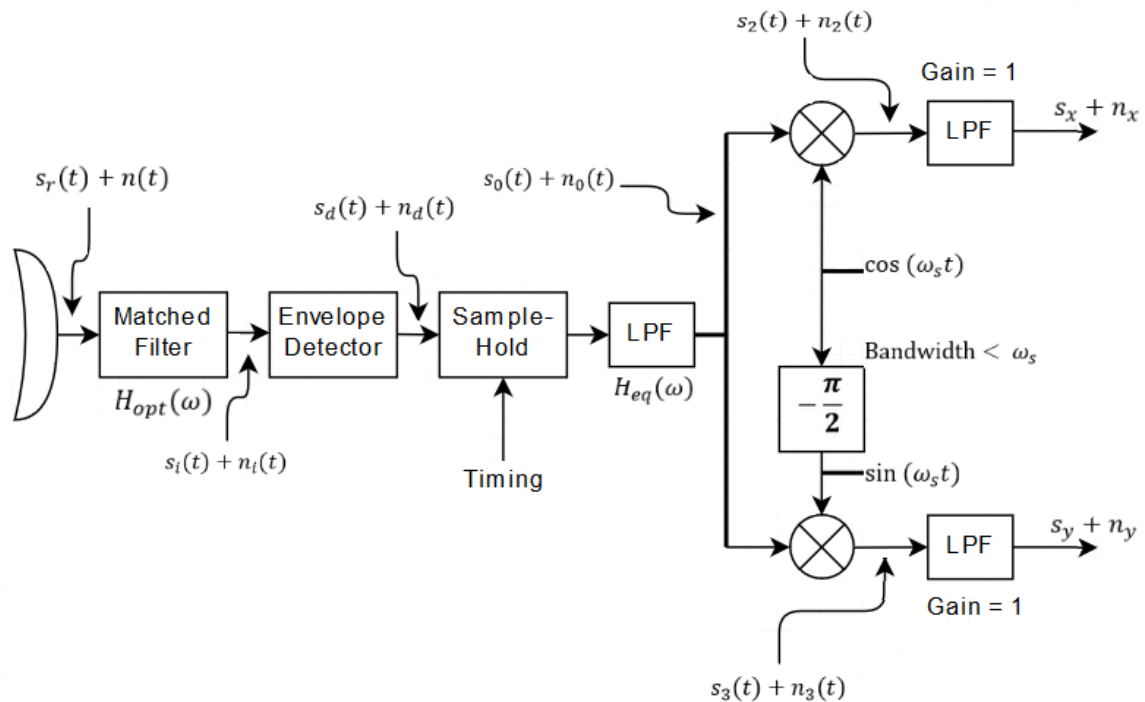


Figura 21: Diagrama de bloques del sistema para el procesamiento de señal (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

El funcionamiento del sistema a nivel de procesamiento de señal es el siguiente:

- El filtro adaptado (matched filter) mejora la relación señal a ruido de la señal de entrada a la antena.
- El detector de envolvente elimina la fase de la portadora.
- El bloque de muestreo-retención mantiene el valor de una muestra hasta que entra la siguiente.
- El filtro paso bajo (LPF) ecualizador reconstruye la señal continua y la introduce en los dos combinadores.
- En el primer combinador (superior) se combina mediante un producto la señal reconstruida una señal continua de frecuencia angular ω_s y se introduce en un filtro paso bajo a la salida del cual se obtiene la señal asociada al eje X.

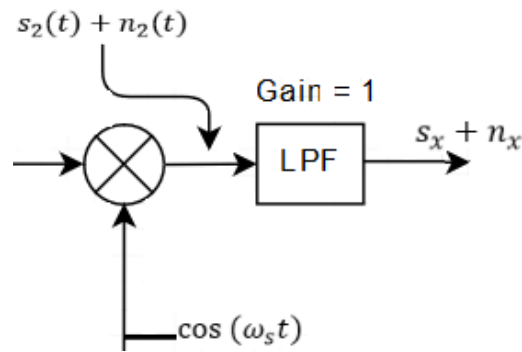


Figura 22: Combinador y filtro paso bajo (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

- En el segundo combinador (inferior) se combina mediante un producto la señal reconstruida con una señal continua desfasada $\pi/2$ y se introduce en un filtro paso bajo a la salida del cual se obtiene la señal asociada al eje Y.

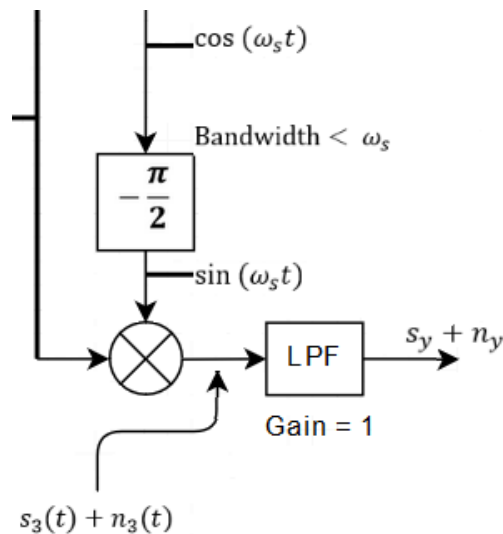


Figura 23: Combinador con desfase y filtro paso bajo (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

El descomponer la señal en una asociada al eje X y otra asociada al eje Y se debe a que el sistema de barrido cónico detectará los errores de desplazamiento del blanco respecto de los ejes XY para poder determinar su posición.

A la salida del diagrama de bloques se tienen las señales s_x y s_y , ambas proporcionales a los ángulos θ_x y θ_y respectivamente (recordar que estos ángulos serán los medidos por el sistema de escaneo cónico para conocer la posición del blanco).

5.3 Sistemas Monopulso

5.3.1 Introducción: Parámetros principales y funcionamiento

Los sistemas monopulso son los más empleados cuando se busca obtener información derivada de ángulos espaciales relativos a un blanco.

En este capítulo se discutirán algunos de los aspectos clave en los sistemas monopulso y se expondrán las diferentes variantes que se pueden encontrar de este sistema.

Todos los sistemas monopulso se pueden dividir en dos partes diferenciadas:

- Una parte asociada a la antena y los componentes de microondas.
- Una parte asociada al procesador de señal apropiado para el tipo de patrón de antena empleado.

Existen cuatro tipos de sistemas Monopulso según el parámetro que se emplee para la medición:

- Sistemas Monopulso sensibles a la amplitud.
- Sistemas Monopulso sensibles a la fase.
- Sistemas Monopulso híbridos (sensibles a la fase y a la amplitud).
- Sistemas Conopulso (Combinación de escaneo cónico y monopulso)

Los sistemas monopulso sensibles a la amplitud emplean únicamente las características de amplitud de los diagramas de radiación de la antena, ya que el sistema requiere más de un patrón de antena para poder funcionar correctamente.

En estos sistemas las características de fase de los de antena son prácticamente iguales e independientes de los ángulos espaciales que se interesa medir para conocer la posición del blanco.

En los sistemas monopulso sensibles a la fase se emplean únicamente las características de fase de los diagramas de radiación de la antena que por otro lado tienen componentes de amplitud prácticamente idénticas y no dependen de los ángulos espaciales que se desean medir.

El sistema híbrido resulta de una combinación de los sistemas de amplitud y fase, y son empleados con poca frecuencia.

Los sistemas conopulso son una combinación que permiten emplear la precisión de los sistemas monopulso y la sencillez de los sistemas de escaneo cónico en un solo sistema.

5.3.2 Geometría del sistema monopulso

Para comprender el sistema, en primer lugar se considera un sistema de coordenadas xyz .

Se considera un radar monoestático que transmite pulsos a largo de un diagrama de radiación de la antena, el cual tiene su máximo de ganancia en la dirección del eje de referencia (en este caso, el eje Z).

El radar se encuentra ubicado en el origen de coordenadas xyz , la apertura de la antena del radar se encuentra ubicada en el plano xy y el blanco se encuentra ubicado en el punto T , según se muestra en la Figura 24.

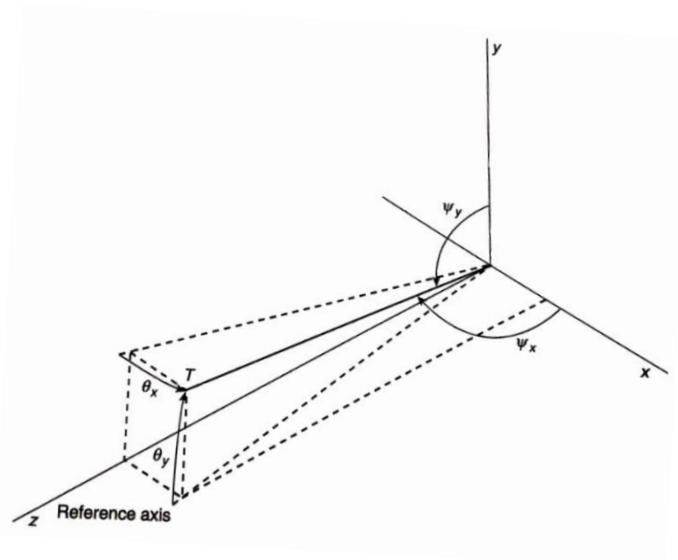


Figura 24: Sistema de coordenadas (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Al igual que en el sistema de escaneo cónico, el objetivo es medir los ángulos θ_x y θ_y y que son complementarios a los ángulos ψ_x y ψ_y respectivamente.

De la misma forma se pueden emplear coordenadas esféricas para representar la posición del blanco, pasando de un sistema cartesiano (x, y, z) a un sistema esférico (R, θ, Φ) :

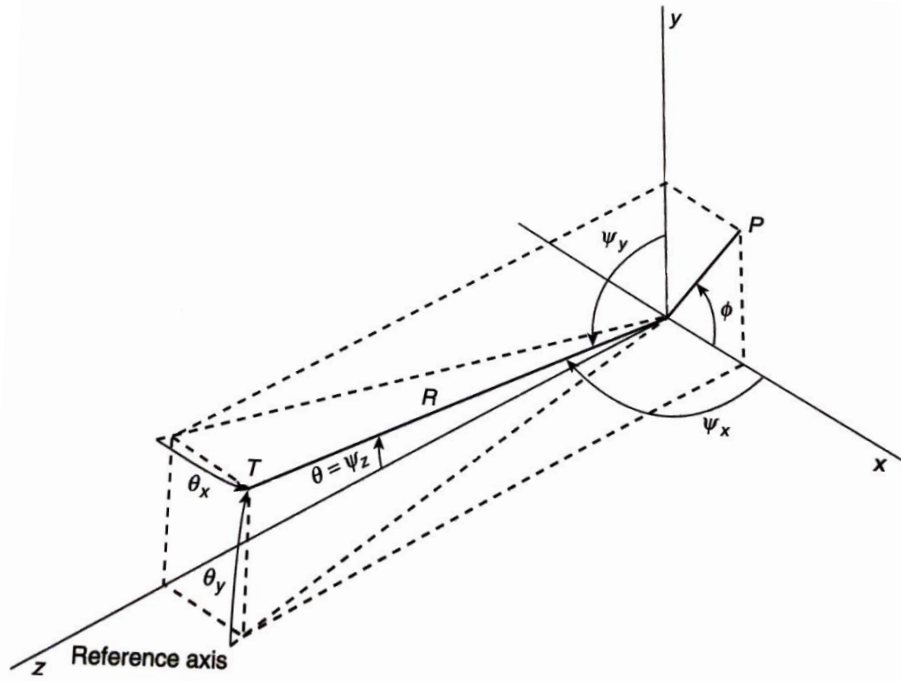


Figura 25: Sistema de coordenadas con medidas esféricas (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Si se asume que el punto T se encuentra cercano al eje de referencia, los ángulos a medir θ_x y θ_y se podrán considerar pequeños y por lo tanto se cumplirán las siguientes relaciones:

$$\theta_x \approx \sin(\theta_x) = \cos(\psi_x) = \sin(\theta) \cos(\Phi) \quad (14)$$

$$\theta_y \approx \sin(\theta_y) = \cos(\psi_y) = \sin(\theta) \sin(\Phi) \quad (15)$$

El radar mide los ángulos θ_x y θ_y y normalmente se llaman ángulos de error. Cuando el sistema está en modo tracking emplea estos ángulos para mover el eje de referencia Z hacia la posición del blanco.

Se considera que la intensidad del campo es constante y el blanco refleja el haz de la señal transmitida en función de su Radar Cross Section (σ).

5.3.3 Señal recibida

El diagrama de bloques que sigue la señal recibida se puede ilustrar con la figura 26:

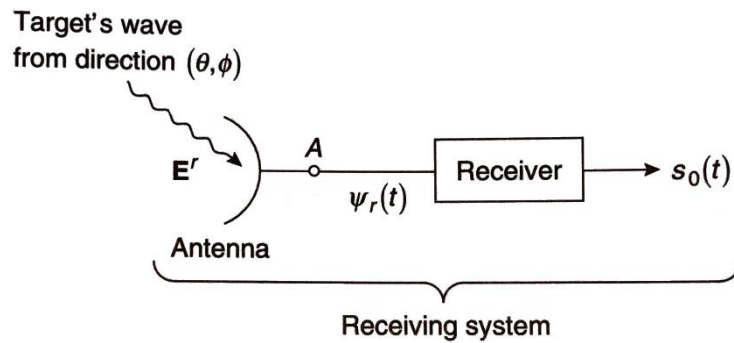


Figura 26: Señal recibida (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Siendo $\psi_r(t)$ un voltaje complejo inducido en los terminales de la antena. Para mayor claridad se designará de aquí en adelante a dicho voltaje como $\psi_{ant}(t)$.

Trabajando en coordenadas esféricas, la onda reflejada por el blanco que llega al radar se divide en dos componentes:

$$\mathbf{E}^r = E_\theta \hat{a}_\theta + E_\phi \hat{a}_\phi \quad (15)$$

Ambas componentes E_θ y E_ϕ son complejas, mientras que \hat{a}_θ y \hat{a}_ϕ son los vectores unitarios en las direcciones θ y ϕ respectivamente.

La señal recibida \mathbf{E}^r induce un voltaje en la antena receptora, este voltaje inducido se ve afectado por las características de la antena en recepción.

La señal recibida depende del voltaje que sea inducido en el circuito abierto de la antena cuando las ondas electromagnéticas inciden sobre ella, de forma que se puede ver dicho voltaje como:

$$\psi_{ant}(t) = \mathbf{E}^r \cdot \mathbf{h} = E_\theta h_\theta + E_\phi h_\phi \quad (16)$$

Donde \mathbf{h} es la longitud efectiva de la antena receptora, expresada en forma de vector como:

$$\mathbf{h} = h_\theta \hat{a}_\theta + h_\phi \hat{a}_\phi \quad (17)$$

Adoptando una notación específica se puede afirmar que dicho voltaje viene dado por la siguiente expresión:

$$\psi_{ant}(t) \approx \frac{2(2\pi)^2}{\eta l} [E^r \cdot F_{\Delta,a}(\theta, \phi)] \quad (18)$$

Siendo $F_{\Delta,a}(\theta, \phi)$ el vector angular del espectro, un vector cuantitativo en coordenadas rectangulares y relacionado con el diagrama de radiación recibido en la antena en recepción.

El parámetro η representa la impedancia del medio e I suele ser una corriente de forma compleja, es decir, un fasor complejo de la corriente, que se encuentra en los terminales de la antena en recepción.

Suele tomarse dicha corriente como real, ya que solo interviene un par de terminales (los de la antena receptora) y se puede trabajar con corrientes reales.

5.3.4 Sistema monopolso óptimo

Se entiende por sistema monopolso aquel que cumple las siguientes tres condiciones:

1. La tensión de salida real del canal de error debido al blanco, en el instante del blanco, debe ser cero si la dirección en la que se encuentra el blanco es la dirección del eje de referencia.
2. La tensión de salida real del canal de error debido al blanco, en el instante del blanco, debe ser proporcional al ángulo de error del blanco θ_x desde el eje de referencia, con la constante de proporcionalidad conocida.
3. Para ruido aditivo de entrada el sistema debe proveer la menor varianza posible del error en la medida de θ_x en sistemas lineales.

El nombre “monopolso” se debe a que el sistema debe medir el ángulo θ_x para cada pulso que llegue del blanco. Las condiciones 1 y 2 se asumen para casos en los que no se tienen en cuenta los efectos del ruido. La condición 3 tiene en cuenta el efecto del ruido.

5.3.5 Primeros sistemas monopulso

5.3.5.1 Monopulso de Kirkpatrick

El sistema monopulso de Kirkpatrick (1952) no fue definido concretamente como un sistema monopulso. Simplemente se observó que si la señal de respuesta del canal de error tenía unas determinadas características se podía emplear para medir los ángulos θ_x y θ_y .

A esta señal de respuesta se le dio el nombre de *señal eléctrica de corrección (Electrical Correction Signal, ECS)* y se observaron tres características:

1. La ECS no es función del rango del blanco.
2. La ECS no es función de la sección recta radar del blanco.
3. La ECS es proporcional a los ángulos del blanco θ_x y θ_y .

5.3.5.2 Monopulso de Rhode

Rhodes desarrolló en 1959 una teoría que unificaba todos los conocimientos que se tenía sobre los sistemas monopulso y que se recogía en tres postulados:

1. La información de los ángulos monopulso θ_x y θ_y . aparece en forma de un ratio de detección.
2. El ratio de detección para un ángulo de llegada positivo es la inversa de la relación para un ángulo negativo que sea igual al anterior, pero negativo. Esta inversa se define como una existencia simultánea de ratios de detección aditivos o multiplicativos.

Para el caso de un ratio multiplicativo, la inversa de un elemento es su recíproco. Para el caso de un ratio aditivo, la inversa es su negativo.

3. La función de ángulo de salida es una función impar, real del ángulo de llegada.

El ángulo de llegada hace referencia al ángulo con el que incide el pulso sobre el sistema de detección y el ángulo de salida es el que hace referencia al ángulo detectado por el sistema y visto en la salida del mismo.

5.3.6 Sistema monopulso sensible a la amplitud

Tal como se indicó en capítulos anteriores, un sistema monopulso es aquel compuesto por tres ejes de referencia en cuyo origen se encuentra el sistema radar (Ver figura 25).

La mejor forma de comprender este sistema es imaginar un reflector parabólico situado en el origen de coordenadas y considerar un sistema emisor de ondas en el plano focal de dicho reflector parabólico. Dicho sistema emisor, emitiría ondas en dirección al reflector parabólico.

La señal reflejada en el reflector parabólico es devuelta al emisor en forma de eco, de forma que si el blanco se encuentra en el eje focal de la antena (compuesta por el emisor y el reflector), la señal devuelta al emisor será máxima.

El emisor se considera ubicado en el plano focal de la antena, es decir aquel plano paralelo al plano xy y cuyo centro es el foco de la antena.

Como emisor más común de la antena se considera una alimentación compuesta por cuatro antenas tipo bocina y ubicado en el foco de la parábola, como se muestra en las figuras 27 y 28:

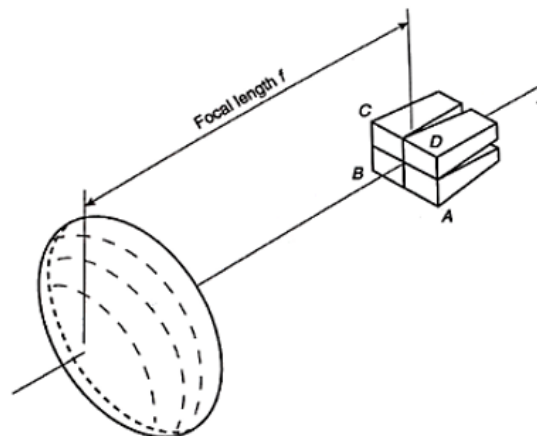


Figura 27: Vista de las cuatro bocinas y reflector parabólico (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

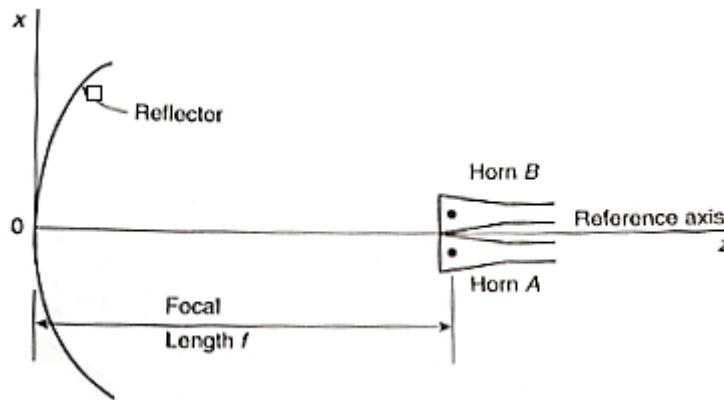


Figura 28: Vista lateral de las cuatro bocinas y reflector (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Cuando las cuatro bocinas iluminan la superficie del reflector se generan cuatro haces tipo pincel como los mostrados en la figura 29:

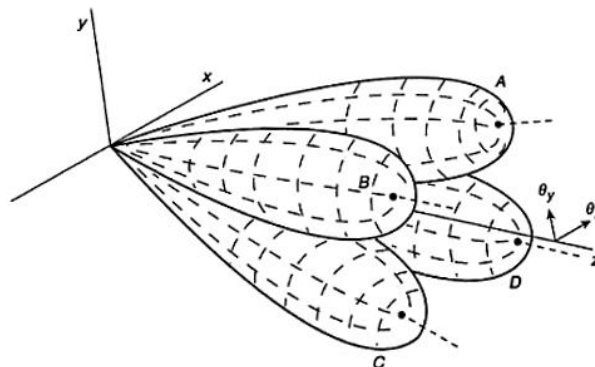


Figura 29: Patrones de radiación (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Para conocer la posición del blanco se medirá el desplazamiento de este respecto de cada una de las cuatro bocinas, es decir, la señal recibida en cada bocina, de forma que cuando el blanco está ubicado en el eje focal de la antena se recibirá la misma señal en cada una de las bocinas.

Esto es posible ya que en cada bocina se encuentra un receptor que mide la señal recibida, la cual tiene la forma indicada en figura 27.

Como referencia, se asigna una letra a cada una de las cuatro bocinas:

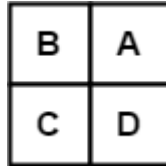


Figura 30: Conjunto de cuatro bocinas

Se calculan tres parámetros en función de la señal recibida en cada bocina:

- **Diferencia en elevación:** $\Delta_{EL} = (A + B) - (C + D)$ (19)
- **Diferencia en azimuth:** $\Delta_{AZ} = (A + D) - (B + C)$ (20)
- **Suma:** $\Sigma = (A + B + C + D)$ (21)

Para lograr estos parámetros, se emplea una guías de onda híbridas o acopladores híbridos tipo T y cuyo funcionamiento interno es el de la figura 31:

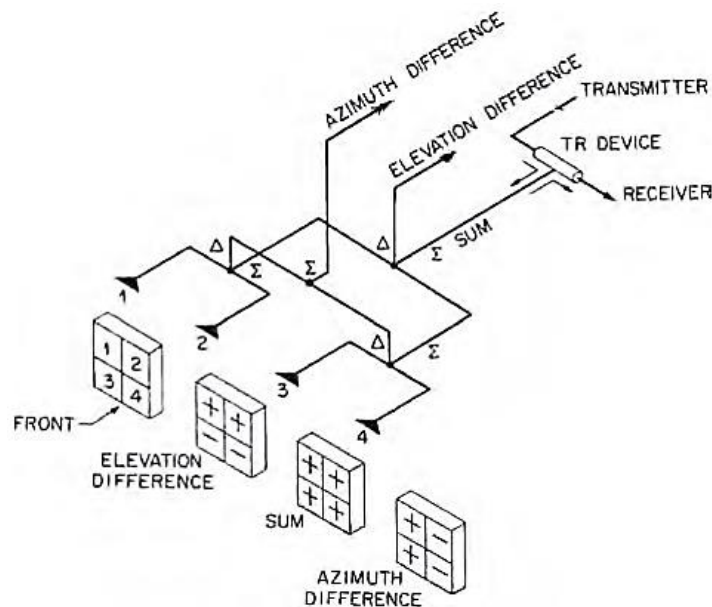


Figura 31: Generación de las señales suma y diferencia (Merril Skolnik (2008))

En la figura 31 se puede observar como se separan la señal transmitida de la señal en recepción, de forma que también se separan las señales de diferencia en azimuth, de diferencia en elevación y la señal suma.

Como alternativa a la tecnología de guías de onda, se pueden emplear los anillos híbridos, los cuales cuentan con dos puertos de entrada y dos puertos de salida (también ocurre esto en la tecnología guiada).

Los puertos de entrada y salida están desplazados de forma angular para poder proveer las señales necesarias, tal como se ilustra en la figura 32 con una implementación de híbridos tipo Rat-Race:

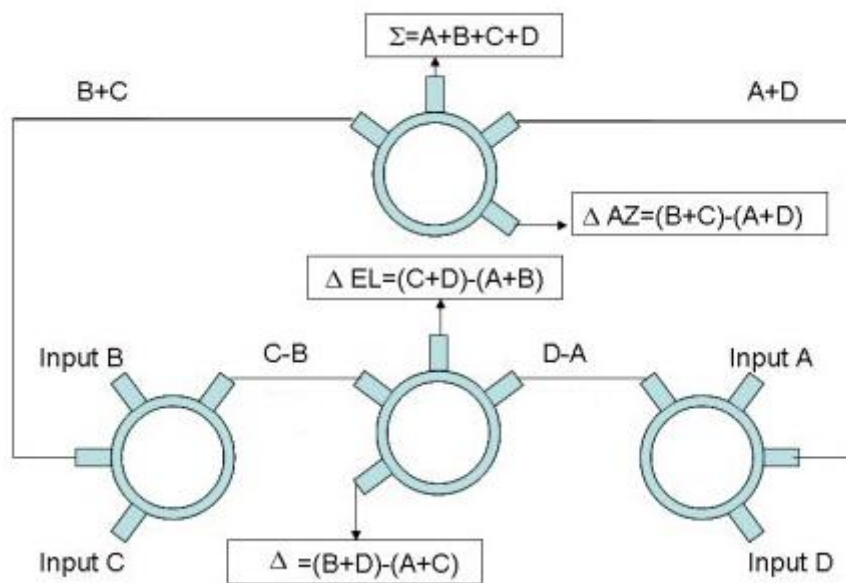


Figura 32: Guía de onda compuesta por anillos híbridos tipo Rat-Race

La señales de diferencia en azimuth y elevación tienen valor cero cuando el blanco se encuentra centrado en el eje focal y se recibe la misma señal en las cuatro bocinas.

La señal suma se emplea para proporcionar una señal de control para la sensibilidad de ángulo de tracking, medida en *voltios por error*, la cual debe permanecer constante y para ello se emplea un control automático de ganancia (AGC).

5.3.6.1 AGC (Automatic Gain Control)

El controlador automático de ganancia se encarga de mantener la señal suma constante para poder mantener un tracking estable del blanco.

El problema es que en los sistemas monopulso las diferencias de señales son proporcionales al desplazamiento del blanco respecto del eje que une el origen con el centro de la antena y también son proporcionales a la amplitud de la señal de eco en recepción.

El control automático de ganancia se emplea para eliminar el error del detector de fase a la salida del sistema, el cual se manifiesta en forma de voltaje, y mantener una ganancia constante.

5.3.6.1.1 Diagrama de bloques AGC

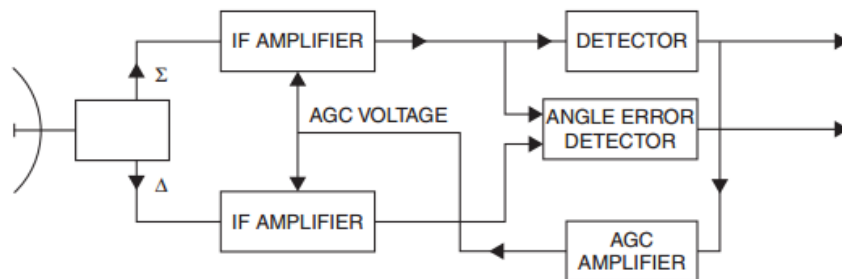


Figura 33: Diagrama de bloques AGC (Merril Skolnik (2008))

El AGC de la figura 33 detecta el pico de voltaje en la señal suma y proporciona una señal continua (DC) negativa proporcional al pico de voltaje detectado. Esta señal negativa es introducida en el amplificador de frecuencia intermedia (IF), donde es empleada para reducir la ganancia conforme crezca la señal.

Un AGC convencional mantiene constante la ganancia durante el intervalo de repetición del pulso, es decir, durante todo el funcionamiento del sistema.

El detector de error de ángulo tiene una salida de la forma:

$$|e| = k \frac{\Delta \Sigma}{|\Sigma| |\Sigma|} \cos \theta \quad (22)$$

Donde $|e|$ es la magnitud del voltaje del error producido, Σ es la señal suma, Δ es la señal diferencia, $|\Sigma|$ es la magnitud de la señal suma y θ es el ángulo de fase producido entre las señales suma y diferencia.

La fase se ajusta para proporcionar 0° o 180° , de forma que la magnitud resultante es:

$$|e| = \pm k \frac{\Delta}{|\Sigma|} \quad (23)$$

5.3.6.2 Diagrama de bloques del sistema monopulso sensible a la amplitud

El diagrama de bloques de un sistema monopulso sensible a la amplitud debe considerar las tres señales calculadas en recepción: diferencia en azimuth, diferencia en elevación y señal suma.

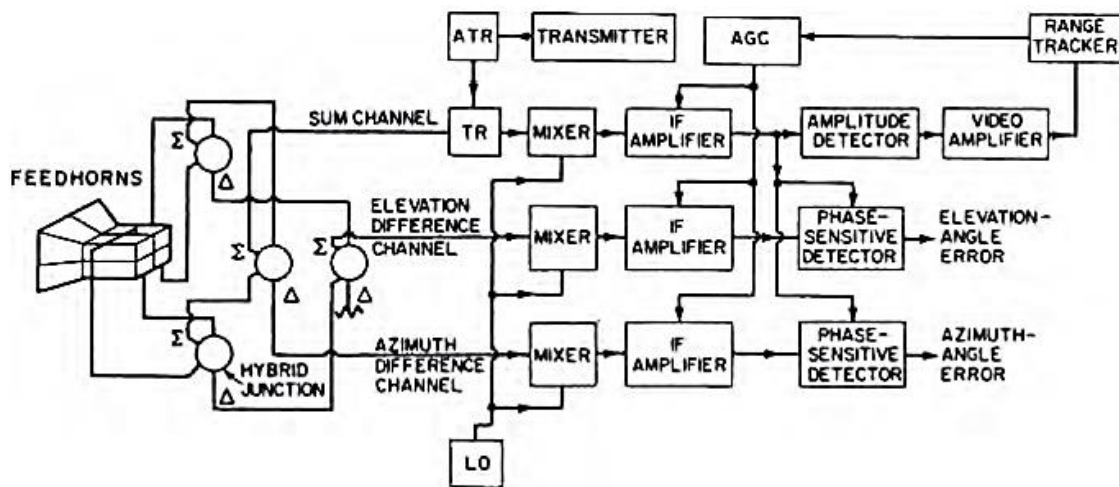


Figura 34: Diagrama de bloques para un sistema monopulso de cuatro bocinas (Merril Skolnik (2008))

El funcionamiento del diagrama de bloques es el siguiente:

- Se obtiene la señal recibida en cada una de las cuatro bocinas y se calculan las señales de diferencia en azimuth, diferencia en elevación y suma:

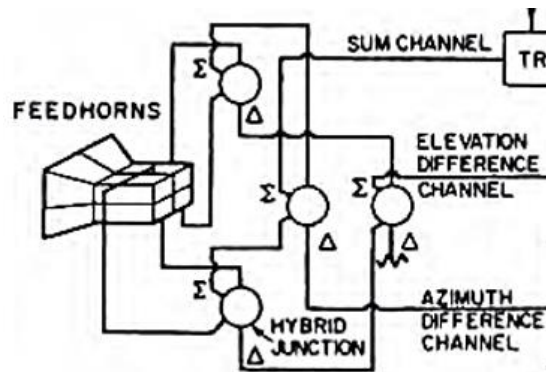


Figura 35: Sistema de cuatro bocinas y generación de las señales diferencia y suma (Merril Skolnik (2008))

- Se combinan las señales de las cuatro bocinas en los mezcladores y se convierten las tres señales calculadas a frecuencia intermedia:

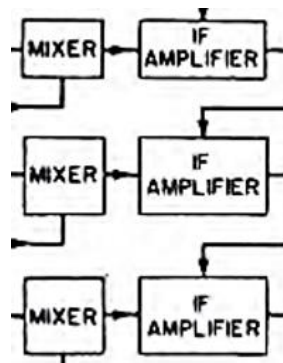


Figura 36: Mezclador y amplificador de frecuencia intermedia (Merril Skolnik (2008))

- Se emplea un detector de amplitud para conocer la corrección necesaria que debe aplicar el control automático de ganancia (AGC) para mantener un tracking estable.

El encargado de comunicar al AGC la corrección necesaria a aplicar es el medidor de rango o *Range Tracker*:

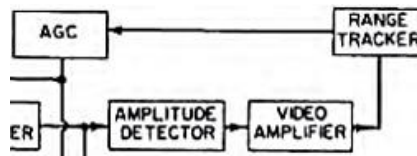


Figura 37: Detector de amplitud, medidor de rango y AGC (Merril Skolnik (2008))

La función del medidor de rango es escuchar los ecos de los pulsos recibidos del blanco y habilitar el sistema para que pueda “escuchar” dichos ecos en los momentos en los que se espera recibirlos.

El sistema monopulso recibe este nombre debido a que en cada acción del transmisor se emite un pulso y se espera a transmitir el siguiente hasta que se haya recibido el eco del pulso anterior.

El amplificador de video se encarga de proporcionar la corriente continua (DC) necesaria proporcional a la suma de las tres señales convertidas a FI, de forma que se aplique la corriente necesaria que compense el funcionamiento del sistema para que sea estable.

La señal suma en FI también proporciona una señal de referencia a los detectores de fase que deriva de los voltajes de error en el tracking del ángulo de las señales diferencia. Tales detectores de fase se encuentran a la salida del sistema y son los encargados de medir los ángulos de error en elevación y azimuth respectivamente.

$$e = \frac{\Delta}{|\Sigma|} \cos \theta \quad (24)$$

Donde:

e = Voltaje de salida del detector de error de ángulo

$|\Sigma|$ = Magnitud de la señal suma

$|\Delta|$ = Magnitud de la señal diferencia

θ = Ángulo de fase entre las señales suma y diferencia

Normalmente θ es 0° o 180° cuando el radar está correctamente ajustado y el único propósito de las características de sensibilidad de fase es proporcionar una polaridad + o - para indicar al servo motor hacia donde moverse.

En un sistema radar de tracking por pulsos el detector de error de ángulo es bipolar video; es decir, es un video con una amplitud proporcional al ángulo de error, este video suele ser procesado por un circuito de muestreo y retención, que carga un capacitor al pico de voltaje del pulso y mantiene la carga hasta el siguiente pulso, momento en el cual el capacitor se descarga y recarga hasta un nuevo nivel de pulso.

Con el filtro paso bajo adecuado se puede obtener el voltaje de error de salida para corregir la posición de la antena.

- Como etapa final se emplean dos detectores de fase, cada uno de estos detectores proporcionará a su salida un ángulo de error.

La finalidad del sistema monopulso es la de medir los ángulos de error θ_x y θ_y para conocer la posición del blanco.

A la entrada del primer detector de fase se tiene la señal suma convertida a FI y la señal de diferencia en elevación convertida en FI, de forma que a la salida de este detector de fase se tendrá el ángulo de error en elevación, que hemos llamado θ_y .

A la entrada del segundo detector de fase se tiene la señal suma convertida a FI y la señal de diferencia en azimuth convertida en FI, de forma que a la salida de este detector de fase se tendrá el ángulo de error en azimuth, que hemos llamado θ_x .

5.3.6.3 Técnicas de alimentación de antenas monopulso sensibles a la amplitud

Se puede usar diversas configuraciones, existiendo una serie de compromisos (tradeoff), ya que las señales óptimas de suma y diferencia así como una polarización óptima no son sencillos de conseguir.

Interesa emplear circuitos que no sean demasiado complejos para poder conseguir un sistema con la estabilidad suficiente como para cumplir con los requisitos de precisión.

El sistema original de cuatro alimentadores de tipo bocina resulta ineficiente, ya que la apertura óptima para la diferencia de señales es aproximadamente el doble del tamaño de las aperturas para la suma de señales.

El sistema óptimo de cuatro alimentadores bocina se basa en minimizar el error de ángulo producido en el receptor por los efectos térmicos que se produce internamente en el sistema y que se manifiesta en forma de ruido en un sistema sensible a la amplitud que afecta a la detección del ángulo con el que incide un pulso sobre el sistema (el ángulo de llegada).

La limitación de este sistema se debe a que las señales suma y diferencia de campo eléctrico no pueden ser controladas de forma independiente, si esto pudiese conseguirse, la forma ideal de los alimentadores sería la siguiente mostrada en la figura 38:

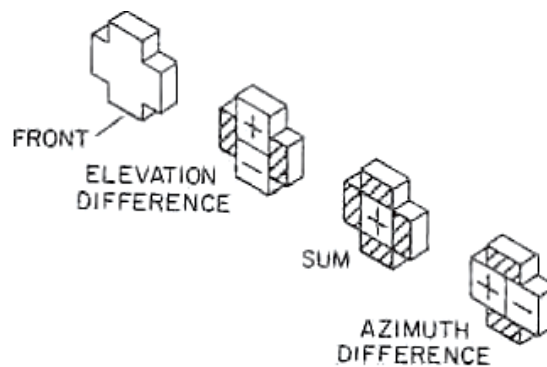


Figura 38: Sistema de cuatro bocinas (Merril Skolnik (2008))

Una alternativa es la propuesta por el MIT Lincoln Laboratory, compuesta por doce alimentadores divididos en pequeñas partes y que permiten seleccionar la porción de área necesaria para cada una de las señales, mostrado en la figura 39:

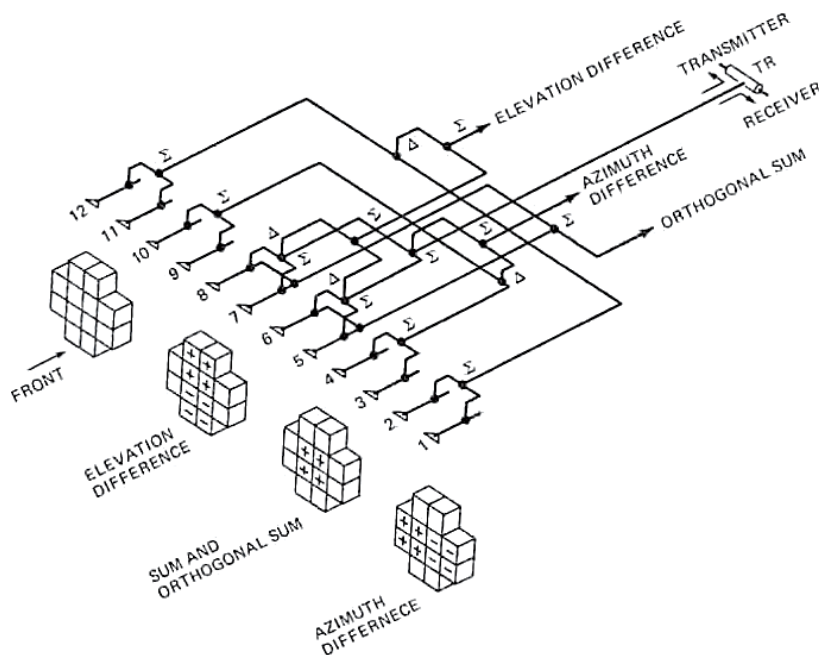


Figura 39: Sistema de doce bocinas (Merril Skolnik (2008))

La desventaja de este sistema es que el circuito de microondas necesario resulta demasiado complejo.

5.3.7 Sistemas Monopulso de comparación de fase

Los sistemas monopulso sensibles a la fase se distinguen de los sistemas sensibles a la amplitud en el hecho de que la amplitud se mantiene constante y es en la fase donde se aprecian las variaciones que permiten conocer la posición de un blanco determinado.

Para mayor sencillez, se tratará el sistema monopulso de comparación de fase que permita conocer únicamente el parámetro θ_x , siendo el sistema para conocer el parámetro θ_y idéntico.

En primer lugar, se asumen dos antenas, separadas entre sí una distancia d , y un haz de onda incidente sobre ambas antenas, tal como se observa en la figura 40:

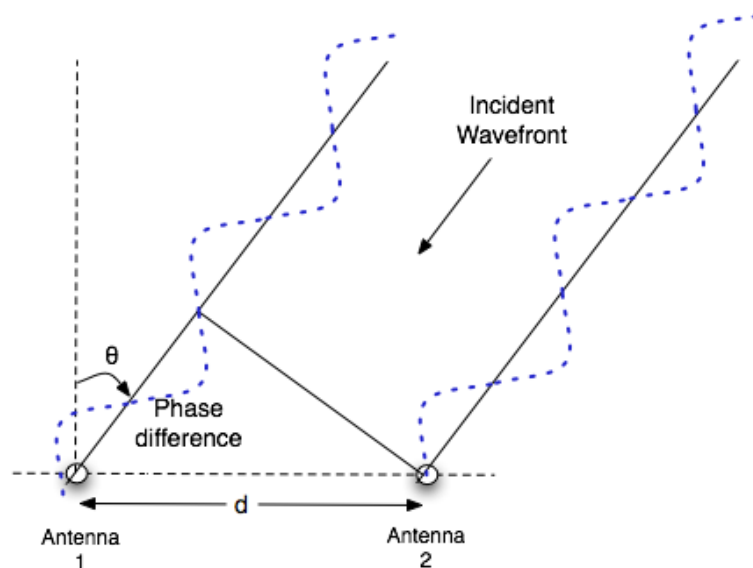


Figura 40: Sistema monopulso sensible a la fase (Merril Skolnik (2008))

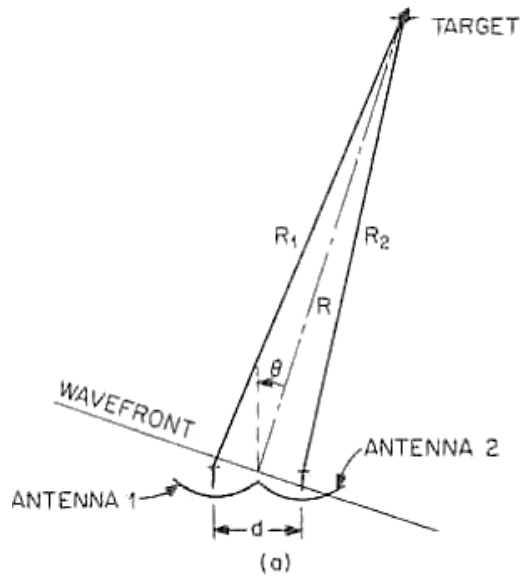


Figura 41: Sistema monopulso sensible a la fase (Merril Skolnik (2008))

Como se puede observar, el haz incide con un ángulo θ , de forma que llegará antes a una antena que a otra (en el caso de la figura 41, incidirá primero sobre la antena 2).

La distancia extra que debe recorrer la onda para llegar a la antena 1 se denota por X y viene dada por:

$$X = d \sin \theta \quad (24)$$

Esa misma distancia extra a recorrer se puede expresar como una diferencia de fase de la forma:

$$\Delta\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \quad (25)$$

Conociendo esta diferencia de fases se puede conocer la dirección θ en la que se encuentra el blanco mediante el procedimiento mostrado en la figura 40. Para un caso general interesará conocer las direcciones θ_x y θ_y para poder seguir el blanco.

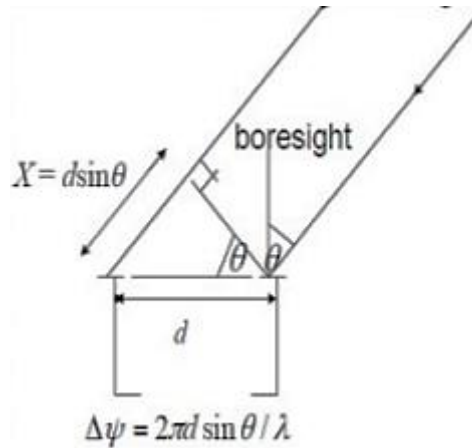


Figura 42: Sistema monopulso sensible a la fase, cálculo de distancia (Merril Skolnik (2008))

Como el blanco se mueve en ambas direcciones del eje, hay cambios relativos de fase y el error de ángulo (θ_x) es determinado por tales cambios de fase.

Para conocer la diferencia de fases se emplea un detector de fase, el cual se encuentra presente en el diagrama de bloques del sistema de la figura 43.

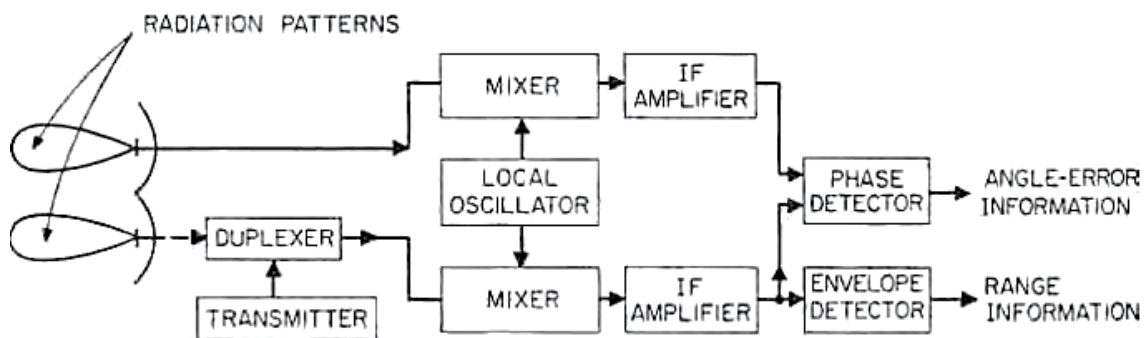


Figura 43: Diagrama de bloques de sistema monopulso sensible a la fase (Merril Skolnik (2008))

Este diagrama es empleado para el caso de la medida de un único ángulo θ y su funcionamiento es el siguiente:

- Se emplean dos antenas como las mostradas en la figura 44 para la recepción de la señal:

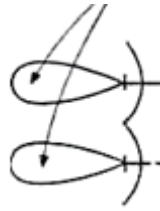


Figura 44: Antenas en recepción del sistema monopulso sensible a la fase

- Se convierten las señales de las dos antenas a frecuencia intermedia con ayuda de un oscilador local mostrado en la figura 45:

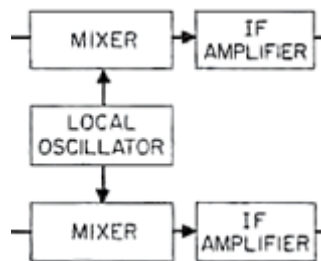


Figura 45: Oscilador local y amplificadores FI del sistema monopulso sensible a la fase (Merril Skolnik (2008))

- Se emplea un detector de fase para poder conocer la dirección θ desde la que incide el ángulo y un detector de rango para conocer la distancia a la que se encuentra dicho blanco, ambos mostrados en la figura 46:

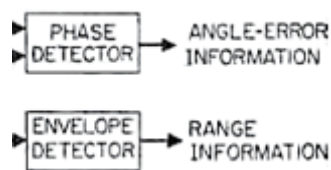


Figura 46: Detector de fase y rango del sistema monopulso sensible a la fase (Merril Skolnik (2008))

En el caso de que el blanco se encuentre en uno de los extremos del eje que une las dos antenas, se introducirá en el detector de fase una corrección de 90° para controlar la salida y que esta sea de 0° .

La desventaja del sistema de comparación de fase respecto del sistema de comparación de amplitud consiste en que es difícil mantener un eje de referencia *boresight* estable, como el mostrado en la figura 42, ya que el sistema de comparación de amplitud consigue mantener unos lóbulos secundarios de los diagramas de radiación más reducidos que el sistema de comparación de fase.

Una opción para mantener el eje boresight estable en el sistema de comparación de fase consiste en combinar las salidas de las dos antenas con un circuito pasivo para producir las señales suma y diferencia, tal como se ilustra en la figura 47:

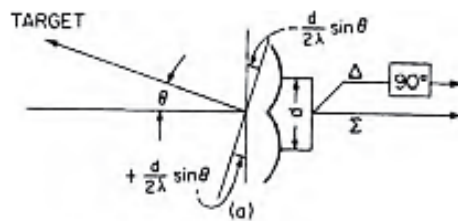


Figura 47: Detector de fase y rango del sistema monopulso sensible a la fase (Merril Skolnik (2008))

Estas señales suma y diferencia se procesarían de la misma forma que se procesan para un sistema monopulso sensible a la amplitud.

5.3.8 Monopulso de dos canales

Los sistemas monopulso deben ser diseñados con menos de tres canales de frecuencia intermedia, esto se puede conseguir combinando las señales suma y diferencia en dos canales IF y recuperar ambas señales de forma individual a la salida del sistema.

Este tipo de técnica proporciona ventajas relacionadas con el AGC pero a costa de reducir la relación señal a ruido (SNR), el ratio de datos de ángulo y además provoca que se pueda producir acoplamiento entre la información de azimuth y elevación.

5.3.9 Conopulso

El sistema conopulso es una combinación de los sistemas monopulso y de escaneo cónico, combinando la precisión del sistema monopulso con la simplicidad del sistema de escaneo cónico.

Se trata de un sistema similar al de escaneo cónico, salvo que en lugar de emplear un solo haz tipo pincel para realizar el barrido, emplea dos haces tipo pincel que van rotando en el espacio y se tienen dos canales de información en recepción que procesar (uno por cada haz).

A la hora de procesar las señales en recepción se emplea el mismo procedimiento que el seguido por los sistemas monopulso.

Cuando se realiza el tracking del blanco, por cada coordenada en la que se detecta el blanco se debe separar la información de azimuth y de elevación.

El sistema conopulso proporciona las ventajas de los sistemas monopulso para evitar los errores producidos por el centelleo de la amplitud, un efecto que puede producir un desplazamiento en el ángulo detectado por el sistema.

El sistema conopulso solo requiere dos receptores (uno por cada haz empleado en el escaneo), sin embargo, la desventaja es una menor tasa de datos de ángulo y la complejidad mecánica de proporcionar y acoplar un par rotatorio de bocinas alimentadoras a las antenas que generen los haces tipo pincel rotatorios.

5.3.10 Servosistemas de Tracking

El servosistema de un sistema radar de tracking se encarga de recibir una señal de voltaje de error y corregir el ángulo de apuntamiento para que el error de alineación entre el eje principal del sistema y el blanco sea nulo.

El servosistema convencional está compuesto por amplificadores, filtros y un motor que mueve la antena en la dirección necesaria para mantenerla en el eje del blanco.

Suelen emplear motores hidráulicos, motores eléctricos convencionales o motores eléctricos de manejo directo donde el eje mecánico de la antena es parte de la armadura del sistema y el campo del motor está construido sobre una caja de soporte.

Las características de los amplificadores de ganancia y los filtros, así como el torque y la inercia de los motores otorgan la capacidad de seguir el movimiento de alto orden del blanco.

Las características combinadas de velocidad y aceleración del sistema pueden ser descritas por la respuesta en frecuencia del bucle de tracking, el cual actúa esencialmente como un filtro paso bajo.

Aumentar el ancho de banda aumenta la velocidad del sistema y su capacidad para seguir rápida y cercanamente el movimiento del blanco.

El ancho de banda óptimo para tracking depende del rango; un blanco con la velocidad típica de alto rango tiene tasas de ángulo bajas y una baja SNR, un sistema pasobanda más estrecho seguirá al blanco con un lag de tracking relativamente bajo, mientras que minimiza la respuesta del sistema al ruido producido por efectos térmicos.

5.3.11 Técnicas Monopulso Especiales

5.3.11.1 Monopulso de Banda Dual

Se puede equipar en una sola antena y suele emplear normalmente una combinación de las bandas X (9 GHz) y K_a (35 GHz).

La banda X resulta muy efectiva para el tracking en sistemas radar debido a su buen rendimiento en microondas, su defecto es el bajo ángulo de región multipath.

La banda K_a se encuentra limitada por los efectos atmosféricos y los producidos por la lluvia, sin embargo, funciona mucho mejor a bajos ángulos.

5.3.11.2 Antena de Escaneado en Espejo

Es una técnica de antenas que emplea un espejo de radiofrecuencia para realizar el escaneo de haz, y proporciona amplias aplicaciones para los sistemas monopulso.

Emplea un paraboloide que refleja la alimentación de energía polarizada en paralelo, el haz incidente colimado por el paraboloide es reflejado por un espejo de polarización rotatoria, dicho espejo está compuesto por una malla de cables separados un cuarto de la longitud de onda sobre la superficie del metal y orientados a 45° con respecto a la energía reflejada en el paraboloide.

5.3.11.3 Tracking sobre el eje

Ya que el mejor tracking se tiene cuando el blanco está sobre el eje de apuntamiento del sistema, es deseable minimizar el lag y las fuentes de error que afecten al apuntamiento del haz, esto puede conseguirse buscando el filtrado óptimo con el bucle de tracking.

La técnica es particularmente efectiva cuando la trayectoria del blanco es conocida, aunque sea aproximadamente, como por ejemplo el movimiento de los satélites o las trayectorias balísticas.

Conociendo la trayectoria aproximada del blanco y aplicando el filtrado óptimo sobre la salida del detector de error de ángulo del radar se puede generar una tendencia de error que permita actualizar en tiempo real los parámetros del radar para mantener el eje del haz en la trayectoria del blanco produciendo el mínimo error posible.

5.3.12 Fuentes de error

Normalmente las fuentes de error más comunes resultan insignificantes para los sistemas radares, salvo que sean de alta precisión (radares que operan con una precisión cercana a los 0.05 mrad), aunque la mayoría pueden ser evitadas cambiando simplemente la geometría del tracking.

5.3.12.1 Errores causados por el blanco

Son las fluctuaciones que se producen en la onda reflejada por el blanco, por ejemplo, una nave en movimiento que recorra el espacio aéreo y que produce una señal de eco hacia el transmisor que varía en el tiempo, dentro de estas fluctuaciones no se incluyen los efectos atmosféricos.

La señal de eco devuelta al transmisor difiere de la transmitida debido a las modulaciones empleadas que provocan cambios de amplitud y fase.

5.3.12.2 Ruido de amplitud

Es el cambio en la amplitud de la señal eco debido a la forma compleja del blanco y se puede observar como una suma de vectores cambiando de forma aleatoria y con una fase relativa.

Este ruido puede contener efectos periódicos que caigan en regiones de baja o alta frecuencia de interés, a veces pueden llegar a solaparse pero es conveniente separar de forma clara ambas regiones.

5.3.12.2.1 Ruido de amplitud de baja frecuencia

Este tipo de ruido representa la variación del vector suma de los ecos reflejados por las diferentes superficies del blanco, este vector suma fluctúa constantemente ya que se producen cambios constantes en los vectores que lo componen y normalmente se busca evitar que el blanco se exponga a demasiados cambios en su movimiento que puedan provocar este tipo de fenómenos.

Este tipo de ruido suele presentarse en los 10 Hz de la banda X, una forma de modelar la amplitud de este ruido es la siguiente:

$$A^2(f) = \frac{0.12B}{B^2 + f^2} \quad (26)$$

Donde $A^2(f) = (\text{modulación fraccional})^2/\text{Hz}$

B = ancho de banda de media potencia, Hz

f = frecuencia

El valor de B suele estar comprendido entre 1.0 Hz y 2.5 Hz de la banda X, debido a naves grandes con grandes reflectores.

5.3.12.2 Ruido de amplitud de alta frecuencia

Este fenómeno se compone de ruido y modulaciones periódicas; el ruido es debido a la vibración de las diferentes partes de la nave que producen una dispersión entorno a unos pocos cientos de Hz.

La modulación aparece como una serie de picos debidos a las partes rotativas de la nave:

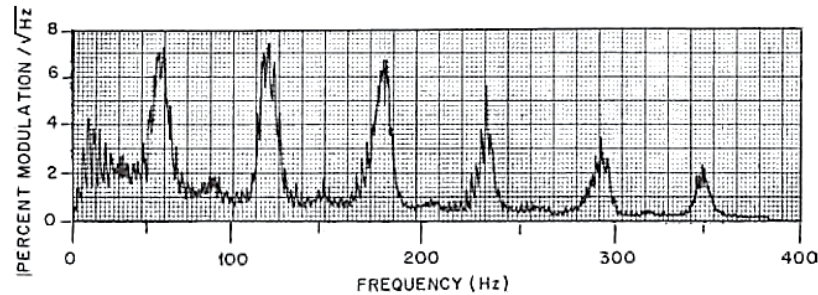


Figura 48: Ruido de amplitud de alta frecuencia (Merril Skolnik (2008))

5.3.12.3 Efectos del centelleo de la amplitud en el rendimiento del radar

El ruido de amplitud afecta a la precisión de todos los tipos de radar y uno de los efectos que se producen en los radares de tracking se debe a la interrelación entre el ruido de amplitud de baja frecuencia, las características del AGC y el ruido de ángulo.

El ruido de amplitud de alta frecuencia solo afecta a los sistemas de barrido cónico y de lobing secuencial ya que los sistemas monopulso eliminan este tipo de ruido.

El ruido de alta frecuencia puede provocar que la amplitud cambie durante el tiempo, incluso estando en el eje del haz, la alta frecuencia puede provocar que la amplitud varíe de una posición a otra del haz, este efecto suele ser promediado excepto para la energía de ruido espectral cercana a la tasa de escaneo.

Una relación empleada para calcular el ruido rms en los radares de tipo lobular es la siguiente:

$$\sigma_s = \frac{\theta_B}{k_s} \sqrt{A^2(f_s)\beta} \quad (26)$$

Donde σ_s = error de ángulo rms en las mismas unidades que θ_B

$A(f_s)$ = densidad de ruido rms de modulación fraccional en la vecindad de la tasa de escaneo.

k_s = pendiente de error del escaneo cónico ($k_s = 1.6$ para el sistema óptimo)

θ_B = ancho de banda en un sentido de la antena

β = ancho de banda del servo, Hz

5.3.12.4 Ruido de ángulo

Provoca un cambio en el tiempo de la aparente posición del blanco respecto a un punto de referencia, el cual suele ser escogido como centro de gravedad.

Este tipo de ruido afecta a todos los tipos de radar de tracking (incluidos los monopulso), pero se tiene en cuenta sobre todo en aquellos sistemas en los que se necesita precisión de tracking y suele estar presente como una distorsión que afecta a los sistemas de precisión angular.

Los estudios realizados indican que el ruido angular expresado en unidades lineales de desplazamiento, por ejemplo metros, respecto de la posición aparente del blanco es independiente del rango (excepto para rangos muy cortos).

6. Casos de estudio

6.1 Caso 1: Simulación de señal recibida en sistema de escaneo cónico

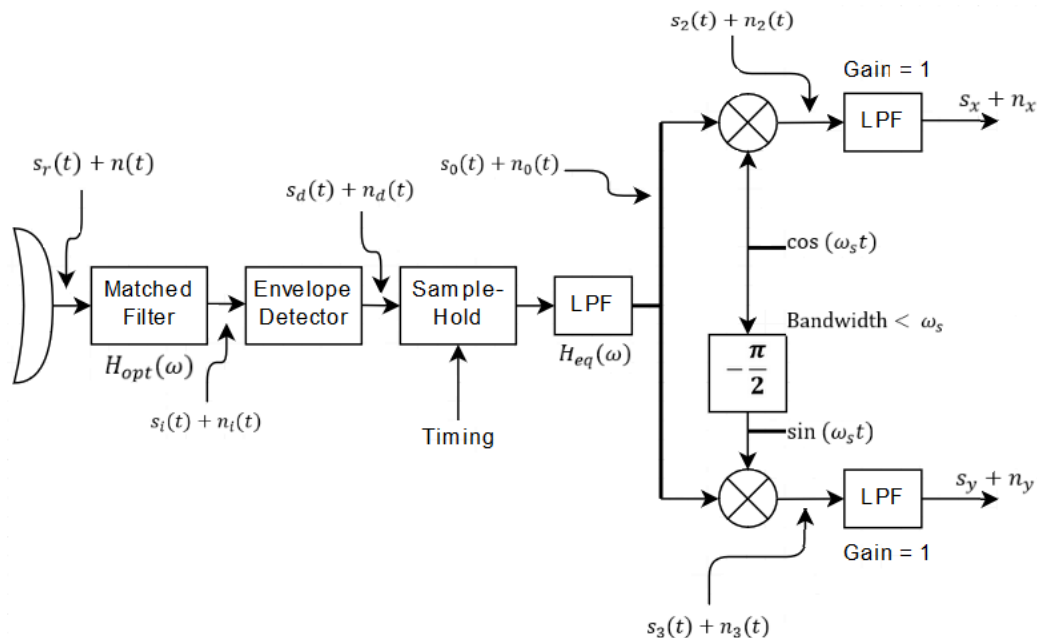


Figura 49: Diagrama de bloques del sistema de barrido cónico (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Partiendo del diagrama de bloques del sistema de barrido cónico mostrado en la figura 49, se deduce lo siguiente:

- El filtro adaptado se encarga de mejorar la relación señal/ruido, de forma que en un principio se puede omitir, ya que se puede partir de una señal en recepción con una SNR lo suficientemente buena.

En la salida de este filtro se tendrá la señal recibida en forma de pulso:

$$s_i(t) = \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_{mf}(t - kT_R) \right\} P[\theta_S(t)]$$

Siendo s_{mf} la respuesta del filtro adaptado a un pulso recibido del blanco en el instante τ_R cuando el sistema máximo del patrón de radiación está apuntando al blanco.

- El detector de envolvente se encarga de eliminar la fase de la portadora y a su salida proporcionará una señal que pueda ser muestreada por el bloque “Sample and Hold”:

$$s_d(t) = \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} |s_{mf}(t - kT_R)| \right\} P[\theta_S(t)]$$

- El muestreo y retención se encarga de obtener una forma escalonada de la señal.
- El filtro paso bajo devuelve la señal muestreada a banda base y la señal obtenida a su salida (omitiendo la componente de ruido $n_0(t)$) será:

$$s_0(t) = \frac{2|C|E_r}{N_0} P[\theta_S(t)]$$

Donde:

C es una constante real diferente de cero.

E_r corresponde al haz apuntando directamente al blanco.

N_0 hace referencia a la densidad de potencia de ruido.

Un primer tipo de simulación sería obtener la señal a la salida del filtro paso bajo, dicha señal puede ser de la forma:

$$P(\theta_S(t)) = f(t)$$

Es decir, una señal dependiente del tiempo, dicha dependencia con el tiempo se obtiene de la siguiente forma:

$$P(\theta_s) = \cos^n(\theta_s)$$

A partir de la ecuación 13.1-6 se puede asumir que $(\phi_s - \phi_T) = \omega_s t$ y se obtiene la dependencia temporal, por lo tanto solo resta obtener el valor de θ_s de la siguiente forma:

$$\theta_s^2 = \theta_q^2 + \theta_T^2 - 2\theta_q\theta_T\cos(\phi_s - \phi_T)$$

Asumiendo θ_q y θ_T como fijados previamente, pues definen las elevaciones de la antena y el blanco respectivamente, asimismo ϕ_T representa la orientación en azimuth del blanco y $\phi_s = \omega_s t$ representa la orientación en azimuth de la antena (Ver figura 49).

A la salida del sistema se tendrán dos señales en fase y cuadratura con un ancho de banda menor que ω_s .

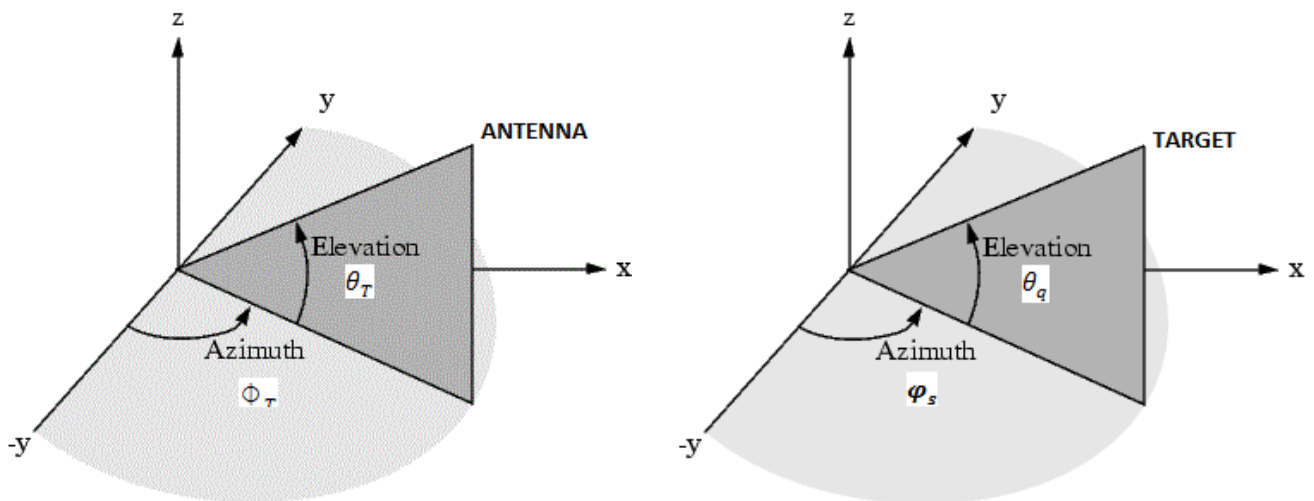


Figura 50: Ángulos de elevación y azimuth de la antena y el blanco

También se realizará la simulación para una señal de tipo gaussiano, siendo:

$$P(\theta_s) = e^{-a^2 \theta_s^2}$$

$$a^2 = \frac{4 \ln(2)}{\theta_B^2} \sim \frac{2.773}{\theta_B^2}$$

Donde θ_B es el ancho a 3 dB de la señal $P(\theta_s)$, es decir, el patrón donde la potencia es la mitad ($P(\theta_B/2) = 0.5$).

6.1.1 Caso: $P(\theta_s) = \cos^n(\theta_s)$

Para este tipo de simulación es necesario prefijar algunos valores de los ángulos empleados en el sistema y la frecuencia angular de giro, como primer caso se emplean los siguientes parámetros:

$$\theta_q = \frac{\pi}{4}$$

$$\theta_T = \frac{\pi}{3}$$

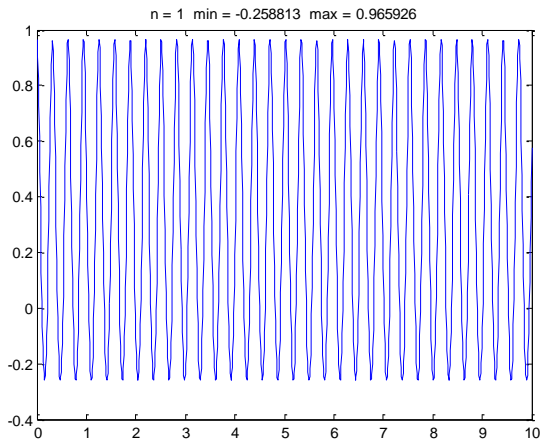
$$\omega_s = 20 \text{ rad/s}$$

Se asume que la señal a la salida del filtro paso bajo ecualizador corresponde a:

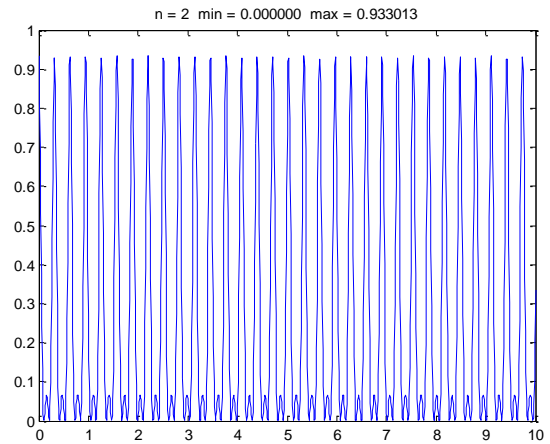
$$s_0(t) = P[\theta_s(t)] = \cos^n(\theta_s)$$

Se calcula $\theta_s^2 = \theta_q^2 + \theta_T^2 - 2\theta_q\theta_T \cos(\Phi_s - \Phi_T)$ teniendo $P(\theta_s) = \cos^n(\theta_s)$, para valores de n de 1 a 4.

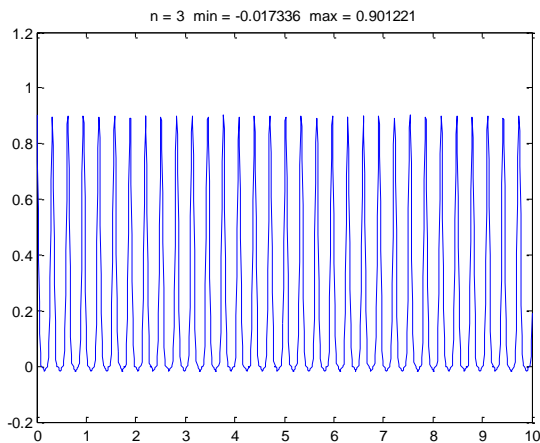
En primer lugar se calcula la señal $s_0(t) + n_0(t)$ a la salida del filtro paso bajo:



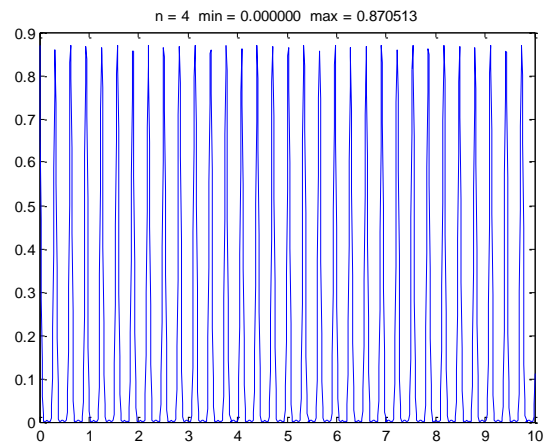
n = 1



n = 2



n = 3



n = 4

Para $n = 1$ se obtiene la mayor ganancia en la señal, ya que esta se reduce a medida que aumenta el orden de $\cos^n(\theta_s)$.

Al tratarse de una señal periódica, $P[\theta_s(t)]$ puede ser escrita mediante la serie de Fourier:

$$P[\theta_s(t)] = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_s t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega_s t)$$

Una vez realizada la mezcla de $s_0(t)$ y obtenidas $s_2(t)$ y $s_3(t)$ se emplea un filtro paso bajo para cada una de estas señales y se obtienen las señales de salida finales, las cuales serán de la forma:

$$s_x(t) = \frac{|C|E_r a_1}{N_0}$$

$$s_y(t) = \frac{|C|E_r b_1}{N_0}$$

Donde a_1 y b_1 son dos coeficientes de la serie de Fourier de la función $P[\theta_S(t)]$:

$$a_1 = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} P[\theta_S(t)] \cos(w_s t) dt$$

$$b_1 = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} P[\theta_S(t)] \sin(w_s t) dt$$

Sustituyendo $P[\theta_S(t)] = \cos(\theta_S)$:

$$a_1 = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \cos(\theta_S) \cos(w_s t) dt$$

$$b_1 = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \cos(\theta_S) \sin(w_s t) dt$$

NOTA: Recordar la expresión de θ_S :

$$\theta_S^2 = \theta_q^2 + \theta_T^2 - 2\theta_q\theta_T \cos(\Phi_S - \Phi_T)$$

$$\Phi_S - \Phi_T = w_s t$$

$$\theta_S = \sqrt{\theta_q^2 + \theta_T^2 - 2\theta_q\theta_T \cos(w_s t)}$$

El cálculo de los coeficientes de Fourier será:

$$a_1 = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \cos \left(\sqrt{\theta_q^2 + \theta_T^2 - 2\theta_q\theta_T \cos(\omega_s t)} \right) \cos(\omega_s t) dt$$

$$b_1 = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \cos \left(\sqrt{\theta_q^2 + \theta_T^2 - 2\theta_q\theta_T \cos(\omega_s t)} \right) \sin(\omega_s t) dt$$

Anteriormente se tomaron los valores del sistema:

$$\theta_q = \frac{\pi}{4} \quad \theta_T = \frac{\pi}{3} \quad \omega_s = 20 \text{ rad/s} \quad T_s = \frac{\pi}{10}$$

Sustituyendo estos valores en el cálculo de a_1 y b_1 y resolviendo:

$$a_1 = 24.95 \sim 25$$

$$b_1 = 0$$

Introduciendo estos coeficientes de Fourier se obtienen las señales de salida:

$$s_x(t) = \frac{25|C|E_r}{N_0}$$

$$s_y(t) = 0$$

Una vez obtenidas las señales en forma de respuesta del sistema permite obtener los ángulos θ_x y θ_y a partir de una función de la forma:

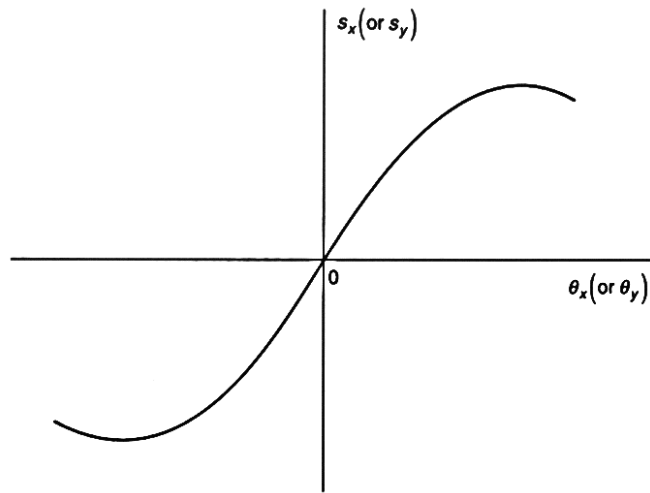


Figura 51: Relación entre S_x (o S_y) y θ_x (o θ_y) (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

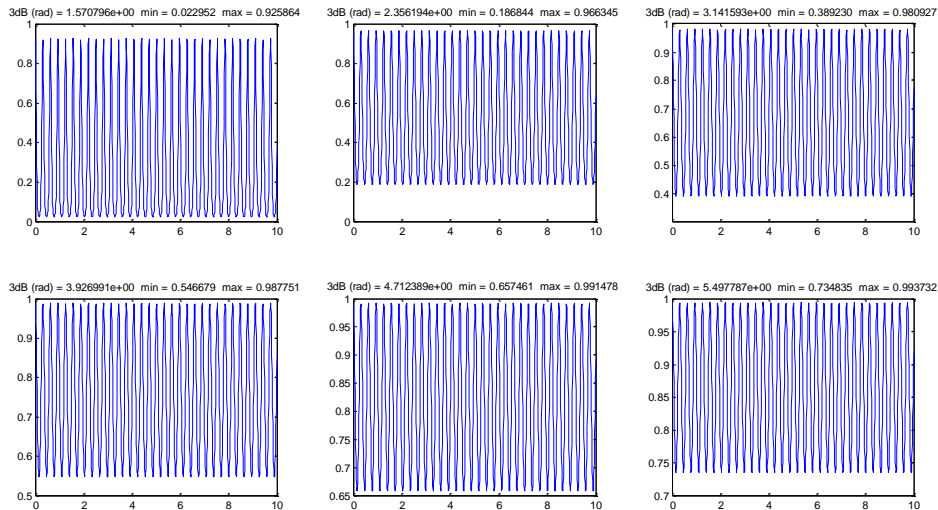
6.1.1 Caso: $P(\theta_s) = e^{-a^2\theta_s^2}$

Ahora se simula el caso para una señal gaussiana en la que varía el ancho de haz a 3 dB, siendo:

$$P(\theta_s) = e^{-a^2\theta_s^2}$$

$$a^2 = \frac{4 \ln(2)}{\theta_B^2} \sim \frac{2.773}{\theta_B^2}$$

Para este caso en particular se puede observar que a partir de un valor de c superior a $\pi/2$ se produce un offset positivo que aumenta a razón de 0,2 aproximadamente por cada $\pi/2$ de aumento.



Este offset o incremento de la señal se debe a que al aumentar el ancho de haz a 3 dB la cantidad de energía o de señal es mayor, es previsible que al realizar la mezcla posterior con los pulsos aparezcan valores negativos.

Los coeficientes de Fourier necesarios para este tipo de señal son para $\theta_B = \frac{\pi}{3}$:

$$a_1 = 1.65$$

$$b_1 = 0$$

6.2 Caso 2: Simulación de sistema monopulso

6.2.1 Introducción a los ratios de ángulos de detección

Los ratios de ángulos de detección contienen información sobre los ángulos a medir por el sistema monopulso.

Para la medida de θ_x se toma $f(\theta_x)$ como su patrón de antena asociado, por motivos de extensión se tratará únicamente la medida del ángulo θ_x , siendo el procedimiento idéntico para la medida del ángulo θ_y .

El ratio multiplicativo del ángulo de detección $r_m(\theta_x)$ se define como:

$$r_m(\theta_x) = \frac{f(\theta_x)}{f(-\theta_x)}$$

El ratio aditivo del ángulo de detección $r_a(\theta_x)$ se define como:

$$r_a(\theta_x) = \frac{f_o(\theta_x)}{f_e(-\theta_x)}$$

Donde $f_o(\theta_x)$ y $f_e(\theta_x)$ son las funciones impar y par respectivamente de la función $f(\theta_x)$, las cuales se pueden definir como:

$$f_o(\theta_x) = \frac{1}{2}[f(\theta_x) - f(-\theta_x)]$$

$$f_e(\theta_x) = \frac{1}{2}[f(\theta_x) + f(-\theta_x)]$$

De forma que el ratio aditivo del ángulo de detección $r_a(\theta_x)$ se puede definir como:

$$r_a(\theta_x) = \frac{f(\theta_x) - f(-\theta_x)}{f(\theta_x) + f(-\theta_x)} = \frac{r_m(\theta_x) - 1}{r_m(\theta_x) + 1}$$

6.2.2 Caso: Señales monopulso en amplitud

A la hora de implementar el sistema monopulso, los patrones tipo pincel estarán desplazados un ángulo θ_{qx} respecto del eje de referencia, como se puede ver en la figura 51:

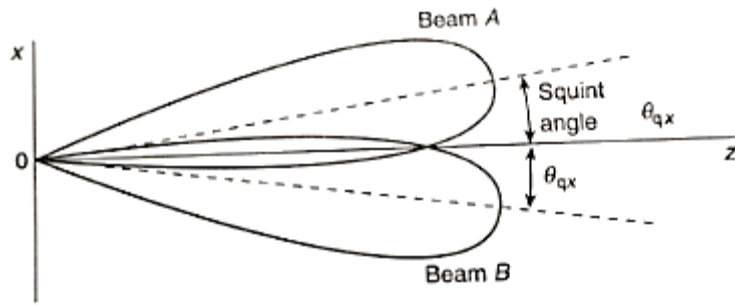


Figura 51: Desplazamiento de los patrones tipo pincel (Peyton Z, Peebles Jr (1998))

Ambos patrones se pueden representar en forma de señal **sinc**, escogiendo el desplazamiento θ_{qx} , en ambos casos, se escoge un desplazamiento $\theta_{qx} = \frac{\pi}{4}$:

$$f(-\theta_x) = \text{sinc}\left(\frac{\theta_x}{2} + \frac{\pi}{4}\right) \qquad f(\theta_x) = \text{sinc}\left(\frac{\theta_x}{2} - \frac{\pi}{4}\right)$$

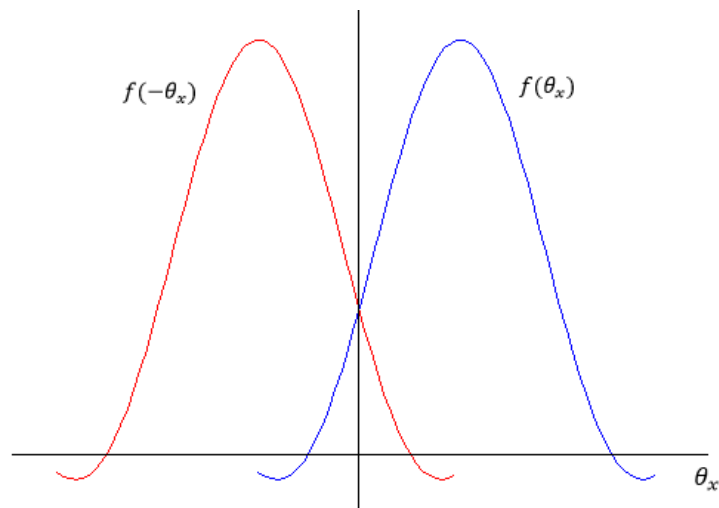


Figura 52: Señales sinc

En el sistema monopulso de medición de amplitud se empleaba una guía de onda híbrida T, a sus entradas se proporcionan los patrones $f(\theta_x)$ (A) y $f(\theta - x)$ (B), como salidas se obtienen:

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} [f(\theta_x) - f(-\theta_x)] = \sqrt{2} f_o(\theta_x)$$

$$D = \frac{1}{\sqrt{2}} [f(\theta_x) + f(-\theta_x)] = \sqrt{2} f_e(\theta_x)$$

Las señales C y D se corresponden con las señales impares y pares respectivamente de los patrones $f(\theta_x)$ y $f(-\theta_x)$ y pueden ser asociadas al ratio aditivo del ángulo de detección $r_a(\theta_x)$

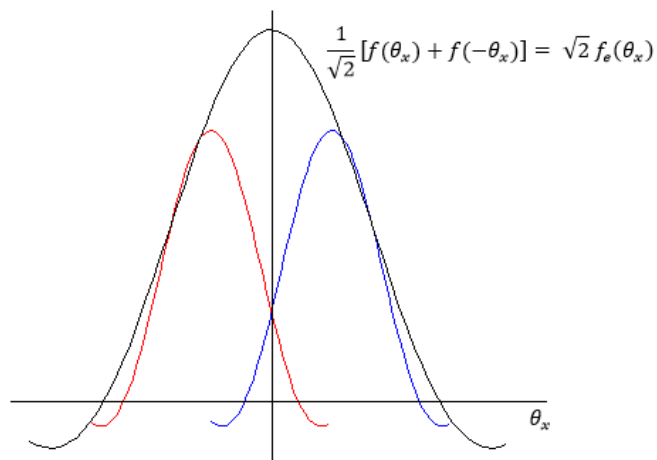


Figura 53: Señal par

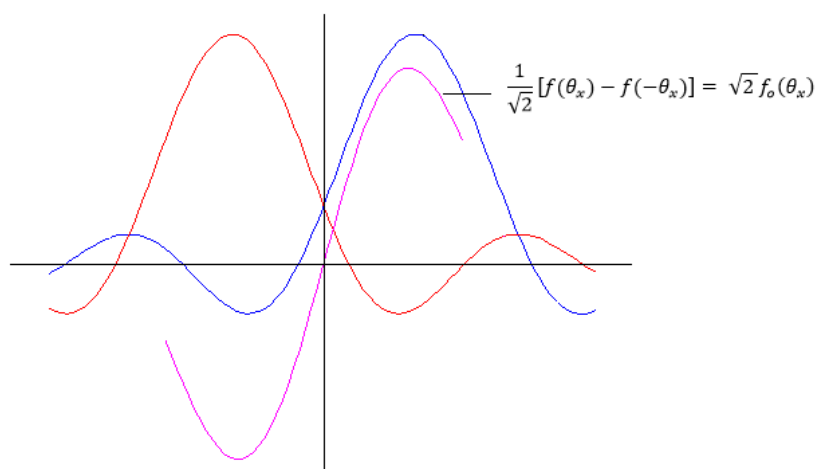


Figura 54: Señal impar

Al estar trabajando en la medición única del ángulo θ_x , la señal $\sqrt{2} f_e(\theta_x)$ representa la señal suma del sistema monopulso, mientras que la señal $\sqrt{2} f_e(\theta_x)$ representa la señal diferencia.

Nota: Esta señal diferencia no hace referencia a elevación o azimuth, pues únicamente se trabaja con el ángulo θ_x .

Para poder conocer el valor de θ_x se emplea la relación aditiva de medición de ángulo al tratarse de una función real e impar:

$$r_a(\theta_x) = \frac{f(\theta_x) - f(-\theta_x)}{f(\theta_x) + f(-\theta_x)} = \frac{f_o(\theta_x)}{f_e(-\theta_x)}$$

Tal como se indicó en capítulos anteriores, la respuesta del sistema puede emplearse para conocer la diferencia en rango del sistema radar respecto del blanco gracias al empleo de un sistema discriminador de tiempo.

Para conocer el ángulo θ_x se emplea la constante de proporcionalidad asociada a la respuesta del sistema y por simplicidad conviene emplear el ratio multiplicativo del ángulo de detección $r_m(\theta_x)$, ya que la respuesta del sistema s_0 vendrá dada por:

$$s_0 = -K_x \theta_x$$

$$K_x = - \left. \frac{\partial s_0}{\partial \theta_x} \right|_{\theta_x=0} = - \frac{2}{f(0)} \left. \frac{\partial f(\theta_x)}{\partial \theta_x} \right|_{\theta_x=0}$$

Conocida la constante de proporcionalidad se puede calcular el ángulo θ_x y esta medida se realiza para cada uno de los pulsos transmitidos por el sistema radar, de esta acción procede el nombre “monopulso”.

Tomando la señal presentada anteriormente se calcula su derivada y $f(0)$:

$$f(\theta_x) = \text{sinc} \left(\frac{\theta_x}{2} - \frac{\pi}{4} \right)$$

$$\frac{\partial f(\theta_x)}{\partial \theta_x} = \frac{1}{2} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_x}{2}\right)}{\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_x}{2}\right)^2} - \frac{\cos\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_x}{2}\right)}{\frac{\pi}{4} - \frac{\theta_x}{2}} \right)$$

$$f(0) = \text{sinc}\left(-\frac{\pi}{4}\right) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$$

Evaluando $\left. \frac{\partial f(\theta_x)}{\partial \theta_x} \right|_{\theta_x=0}$ se tiene:

$$\left. \frac{\partial f(\theta_x)}{\partial \theta_x} \right|_{\theta_x=0} = \frac{1}{2} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{4}\right)}{\left(\frac{\pi}{4}\right)^2} - \frac{\cos\left(\frac{\pi}{4}\right)}{\frac{\pi}{4}} \right)$$

Por lo tanto, la respuesta del sistema para la señal $f(\theta_x)$ quedaría como:

$$K_x = -\frac{2}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}} \frac{1}{2} \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi}{4}\right)}{\left(\frac{\pi}{4}\right)^2} - \frac{\cos\left(\frac{\pi}{4}\right)}{\frac{\pi}{4}} \right)$$

Despejando:

$$K_x = 1 - \frac{4}{\pi}$$

Una vez conocida la constante de proporcionalidad, se observa como varía la respuesta del sistema en función del ángulo θ_x :

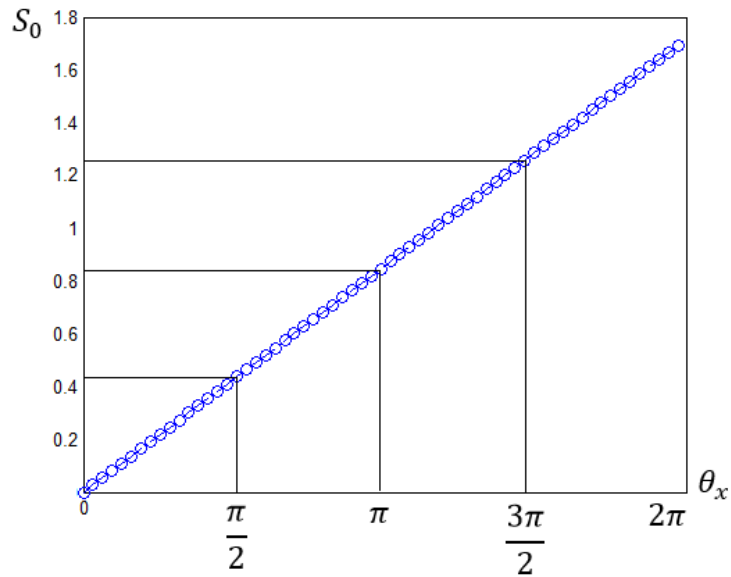
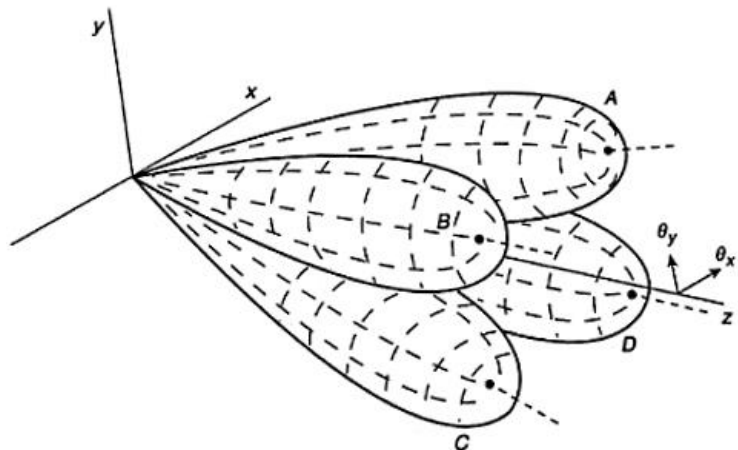


Figura 55: Respuesta del sistema en función del ángulo θ_x

En un sistema monopulso de cuatro alimentadores tipo bocina capaz de medir los ángulos θ_x y θ_y cada patrón tendrá asociada una señal en función de los desplazamientos θ_{qx} y θ_{qy} :

Patrones de antena

$$\begin{aligned}
 A &= f(\theta_x - \theta_{qx}, \theta_y - \theta_{qy}) \\
 B &= f(\theta_x + \theta_{qx}, \theta_y - \theta_{qy}) \\
 C &= f(\theta_x + \theta_{qx}, \theta_y + \theta_{qy}) \\
 D &= f(\theta_x - \theta_{qx}, \theta_y + \theta_{qy})
 \end{aligned}$$



Las señales suma y diferencias en azimuth y elevación vendrán dadas por:

$$f_{\Sigma}(\theta_x, \theta_y) = \frac{1}{2} (A + B + C + D)$$

$$f_{\Delta x}(\theta_x, \theta_y) = \frac{1}{2} (A + D - B - C)$$

$$f_{\Delta y}(\theta_x, \theta_y) = \frac{1}{2} (A + B - C - D)$$

Para conocer θ_x se empleará la respuesta $s_{0,x}$ proporcionada por la diferencia en azimuth Δx , para conocer θ_y se empleará la respuesta $s_{0,y}$ proporcionada por la diferencia en elevación Δy , mientras que la señal suma se emplea para realizar la medición en rango empleando la respuesta $s_{0,\Sigma}$.

7. Conclusiones y líneas futuras

En este documento se ha realizado un estudio de las principales técnicas empleadas para realizar el seguimiento de blancos en movimiento, dichas técnicas se apoyan en un principio de posicionamiento angular basado en conocer el desplazamiento de un blanco con respecto a un sistema de referencia y en función del tipo de sistema empleado se obtendrán unas determinadas características de detección.

El sistema monopolso proporciona mayor precisión y complejidad que el sistema de escaneo cónico, mientras que el sistema de escaneo cónico posee una mayor simplicidad a la hora de ser implementado. Sería posible obtener un sistema que combine las características de los monopolso y escaneo cónico y el cual recibiría el nombre de sistema conopolso.

Gracias a un estudio exhaustivo de cada uno de los sistemas a nivel de funcionamiento mecánico y de procesado de señal se ha podido estudiar como es el comportamiento de cada uno mediante la realización de casos prácticos de estudio.

En estos casos se ha estudiado el comportamiento de la señal en cada una de las fases de los diagramas de bloques de los sistemas monopolso y de escaneo cónico, observando el comportamiento de las señales en las diferentes fases de cada sistema y aplicando los procesos matemáticos de estudio correspondientes.

Para realizar estos casos prácticos, se han tomado siempre condiciones ideales en las que no estuvieran presentes las diferentes fuentes de error que puedan aparecer en sistemas como el monopolso (Véase capítulo 5, sección 3, subsección 12).

Como posibles líneas futuras de investigación, se propondría en primer lugar, ahondar más profundamente en el desarrollo de sistemas de tracking adaptativo, capaces de adaptar el funcionamiento del sistema a las condiciones de un entorno cambiante con numerosas fuentes de ruido.

El estudio detallado de los diferentes fenómenos o agentes causantes de ruido sería el punto clave en el desarrollo de dichos sistemas, pudiéndose desarrollar un algoritmo capaz de identificar y clasificar en tiempo real aquellas señales que puedan distorsionar o interferir en la señal óptima a recibir.

Para el estudio de dichos fenómenos, se propondría realizar un estudio dedicado plenamente a la *Radar Cross Section (RCS)* de los diferentes objetos o naves que pudiera detectar un sistema de estas características, se podría implementar un algoritmo de aprendizaje automático (Machine Learning) capaz de clasificar y “aprender” de las detecciones que vaya realizando el sistema, con el objetivo de mejorar cada vez más la precisión y rapidez de detección del sistema.

8. Bibliografía

Peyton Z, Peebles Jr, Radar Principles, USA, Wiley Interscience, 1998.

Merrill I. Skolnik, Introduction to Radar Systems, USA, McGraw-Hill International Editions, 1981.

D. K. Barton, Radar System Analysis, N. J., Englewood Cliffs:Prentice-Hall, pp. 317-347, 1964.

P. Z. Peebles, *Processing methods and basic limitations of multiple target monopulse radar*, University of Pennsylvania, 1967.

M. I. Skolnik, Radar Handbook, New York, NY, USA:McGraw-Hill, 2008.

J. B. Damonte, D. J. Stoddard, "An Analysis of Conical Scan Antennas for Tracking", *IRE National Convention Record*, vol. 4, no. 1, 1956.

R. H. Delano, "The effect of AGC on radar tracking noise", *Proc. IRE*, vol. 44, pp. 801-810, June 1956.

S. M. Sherman, D. K. Barton, Monopulse Principles and Techniques, Norwood, MA, USA:Artech House, 2011.

D. R. Rhodes, Introduction to Monopulse, New York:McGraw-Hill, 1959.

Peyton Z. Peebles, H. Sakamoto, "Conopulse radar angle tracking accuracy", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 6, pp. 870-874, Nov. 1980.

Peyton Z. Peebles, T. K. Wang, "Noise angle accuracy of several monopulse architectures", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-18, no. 4, pp. 712-721, Nov. 1982.

J. A. Develet, "Thermal-noise errors in simultaneous-lobing and conicalscan angle-tracking systems", *IRE Trans. on Space Electronics and Telemetry*, vol. SET-7, pp. 42-51, June 1961