

PROYECTO INTEGRADOR DE LA CARRERA DE
INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

CONFORMACIÓN DIGITAL DE HAZ PARA RECEPCIÓN DE
SEÑALES SATELITALES

Lucas Mariano Grigolato
Estudiante

Dr. Santiago **Hernández**
Director

Ing. Nicolás Catalano
Co-director

Miembros del Jurado

Ing. Roberto Costantini (INVAP - Instituto Balseiro)

Dr. Damián Dellavale Clara (CONICET - Instituto Balseiro)

5 de Noviembre de 2020

Departamento de Ingeniería en Telecomunicaciones
Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

A Gordon Freeman

Índice de símbolos

- SNR: **Signal to Noise** Ratio - Relación Señal a Ruido.
- DBF: Digital Beamforming/Beamformer - Conformación/Conformador Digital de Haz.
- DOA: Direction **Of** Arrival - Dirección de arribo.
- FPGA: Field-Programmable Gate Array - Arreglo de compuertas programables.
- MUSIC: Multiple Signal Classification.
- ALU: Arreglo Lineal Uniforme.
- ACU: Arreglo Circular Uniforme.
- ARU: Arreglo Rectangular Uniforme.
- LEO: Low Earth Orbit - Baja órbita.

Índice de contenidos

Índice de símbolos	v
Índice de contenidos	vii
Índice de figuras	ix
Índice de tablas	xi
Resumen	xiii
Abstract	xv
1. Introducción	1
1.0.1. Objetivos de proyecto	1
2. Conformación de haz	3
2.1. Introducción	3
2.2. Clasificación de conformadores de haz	7
2.3. Arreglos de antenas en fase	9
2.3.1. Tipos de arreglos	9
2.4. Problema a resolver	11
3. Algoritmos de estimación de dirección de arribo.	15
3.1. Introducción	15
3.1.1. Modelo de datos	16
3.2. El algoritmo MUSIC	19
3.2.1. Algoritmo	19
3.3. El algoritmo ESPRIT	19
3.3.1. Algoritmo	19
3.4. Comparaciones	19
4. Diseño del sistema	21
4.1. Esquema de bloques	21
4.2. Muestreador aleatorio	21
4.3. Estimador de dirección de arribo	21
4.4. Conformador de haz	21
5. Muestreo aleatorio	23
5.1. Conceptos generales	23

6. Machine Learning aplicado a la clasificación de autovalores	25
6.1. Conceptos generales	25
7. GNU Radio	27
7.1. Conceptos generales	27
7.2. El modelo banda base	27
7.3. Implementación de módulos	27
7.4. El módulo gr-satellites	27
8. Resultados obtenidos	29
8.1. Tasa de error de bit	29
8.2. Errores en la ubicación de elementos del arreglo	29
8.3. Requerimientos de procesamiento	29
9. Implementación en FPGA	31
9.1. Conceptos generales	31
10.Trabajo a futuro	33
10.1. Innovación en la estimación	33
10.2. Interfaz con el sistema de adquisición	33
10.3. Empaquetamiento	33
10.4. Medición del patrón de radiación del arreglo	33
10.5. Interferencias destructivas	33
10.6. Smart Beamforming	33
A. Apéndice I	35
Bibliografía	37
Publicaciones asociadas	39
Agradecimientos	41

Índice de figuras

2.1. Representación de un enlace punto a punto utilizando antenas parabólicas, indicando sus correspondientes patrones de radiación junto con sus lóbulos principales y secundarios.	3
2.2. Antenas parabólicas móviles de la estación terrena perteneciente al Centro Espacial Teófilo Tabanera [1].	4
2.3. Sistema de coordenadas horizontales para comunicaciones satelitales.	5
2.4. Frente de onda plano arribando a un arreglo lineal de antenas. Se indica en rojo el elemento de referencia, en el cual se considera que la señal arribante tiene fase nula. . .	5
2.5. Clasificación de conformadores de haz según cómo manipulan la señal recibida.	8
2.6. Arreglo lineal uniforme.	10
2.7. Arreglo circular uniforme.	12
2.8. Arreglo rectangular uniforme.	13
2.9. Esquema del problema a resolver.	14
3.1. Representación geométrica de la estimación de DOA mediante la intersección del conjunto \mathfrak{A} con el subespacio de señal.	17

Índice de tablas

Resumen

Este es el resumen en castellano.

La tesis debe reflejar el trabajo desarrollado, mostrando la metodología utilizada, los resultados obtenidos y las conclusiones que pueden inferirse de dichos resultados.

Palabras clave: FORMATO DE TESIS, LINEAMIENTOS DE ESCRITURA, INSTITUTO BAL-
SEIRO

Abstract

This is the title in English:

The thesis must reflect the work of the student, including the chosen methodology, the results and the conclusions that those results allow us to draw.

Keywords: THESIS FORMAT, TEMPLATES, INSTITUTO BALSEIRO

Capítulo 1

Introducción

“Mereces lo que sueñas.”

— Gustavo Cerati

Las comunicaciones inalámbricas son unas de las tecnologías de mayor crecimiento a lo largo del último siglo.

1.0.1. Objetivos de proyecto

Capítulo 2

Conformación de haz

“Never stopping. Never being satisfied. Never giving up. And if you keep pushing and keep moving forward, you’re gonna go to places you never even dreamed of.”

— Johnny Lawrence (Cobra Kai)

2.1. Introducción

Al momento de realizar una **comunicación inalámbrica** uno de los aspectos que más contribuyen a la calidad del enlace es su dirección con respecto a la orientación de las antenas tanto del transmisor como del receptor. La capacidad de una antena de transformar en potencia eléctrica la energía recibida en forma de onda electromagnética en una cierta dirección viene caracterizada por su **patrón de radiación**. Este patrón caracteriza, también, el efecto **contrario**, es decir, la capacidad de una antena de convertir en energía radiada en una dirección particular la potencia eléctrica con la cual se la alimenta. Es por esto que a la hora de diseñar un enlace inalámbrico se busca que la dirección de mayor radiación de la antena transmisora y de la receptora, es decir, el **lóbulos principales** del patrón de radiación, coincida con la dirección del enlace, como se muestra en la **Figura 2.1**, de manera tal de lograr la mayor eficiencia en la transmisión de energía, lo cual repercute en una mejor relación señal a ruido (**SNR** por sus siglas en inglés) en la señal recibida.

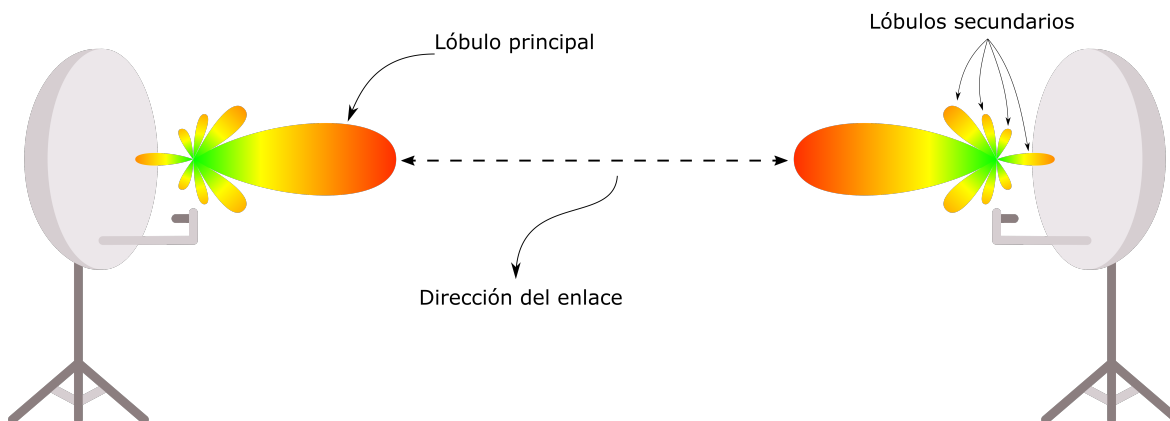


Figura 2.1: Representación de un enlace punto a punto utilizando antenas parabólicas, indicando sus correspondientes patrones de radiación junto con sus lóbulos principales y secundarios.

Lograr la mejor orientación de las antenas cuando el transmisor y el receptor se encuentran estáticos

no conlleva mayores dificultades. Las complicaciones aparecen cuando uno de los dos o ambos se encuentran en movimiento. En este caso la solución que permite aumentar la eficiencia del enlace implica que al menos una de las antenas dirija su patrón de radiación de manera tal de poder hacer un seguimiento del objetivo con el cual se **desea comunicar**. Esto se puede lograr utilizando antenas móviles, como es el caso de las antenas parabólicas de las estaciones terrenas que se comunican con satélites de baja y media órbita, como las que se muestran en la Figura 2.2.



Figura 2.2: Antenas parabólicas móviles de la estación terrena perteneciente al Centro Espacial Teófilo Tabanera [1].

Otra manera de lograr la orientación de los patrones de radiación de las antenas es mediante la técnica de **conformación de haz**, principal objeto de estudio de esta monografía. Esta técnica consiste en emular el comportamiento de una antena direccional **mediante el sintetizado de** patrones de radiación arbitrarios **utilizando** antenas estáticas. Esto se consigue utilizando un **arreglo de antenas en fase**, el cual consiste en un conjunto de antenas, generalmente idénticas, **dispuestas en una disposición** particular y con la capacidad de poder variar la fase relativa de la señal transmitida entre elementos, de manera tal de poder generar interferencias constructivas en la dirección en la que se quiere orientar el haz y destructivas en las direcciones desde las cuales se están recibiendo interferencias [2].

La técnica de conformación de haz se puede aplicar a cualquier recepción o transmisión punto a punto de señales, sin embargo en este trabajo se orientará el estudio a la implementación de un conformador de haz para realizar comunicaciones con satélites de baja órbita. Para esto es necesario primero definir un sistema de coordenadas útil para describir la dirección de arribo de señales al momento de implementar una comunicación satelital. Este sistema es conocido por **coordenadas horizontales** y está definido por [3]:

- **Azimut:** es el ángulo tomado sobre el plano horizontal de la estación terrena midiendo desde el norte hacia la proyección de la dirección del satélite sobre el mismo plano en sentido horario. A lo largo de este trabajo se lo indicará con la letra griega φ .
- **Elevación:** es el ángulo formado entre la dirección del satélite y el plano horizontal. A lo largo de este trabajo se lo indicará con la letra griega θ .

En la Figura 2.3 se muestra un esquema de este sistema de coordenadas.

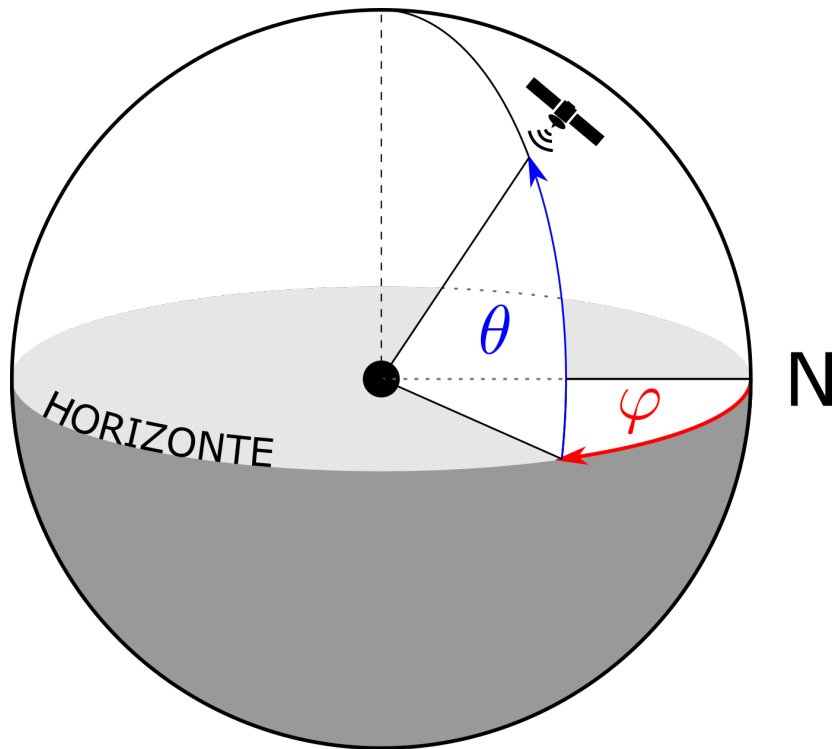


Figura 2.3: Sistema de coordenadas horizontales para comunicaciones satelitales.

Para comenzar a explicar en qué consiste la técnica de conformación de haz consideremos que tenemos un conjunto **de antenas** idénticas dispuestas sobre una línea y equidistantes unas de otras, a las cuales les llega un frente de onda con un cierto ángulo θ con respecto a la vertical, como se muestra en la Figura 2.4.

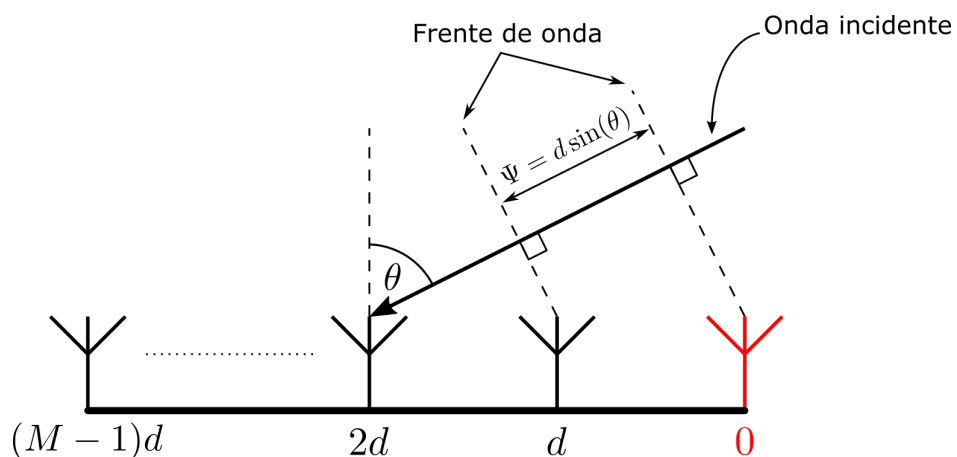


Figura 2.4: Frente de onda plano arribando a un arreglo lineal de antenas. Se indica en rojo el elemento de referencia, en el cual se considera que la señal arribante tiene fase nula.

Considerando que la señal proviene desde una distancia lejana (comparada con el tamaño del arreglo de antenas) podemos afirmar con gran precisión que el frente de onda que llega al arreglo de antenas es plano. La dirección de arribo de la señal, o **DOA** por sus siglas en inglés, en este caso definida únicamente por el ángulo θ , provoca que el frente de onda recorra distintas distancias al llegar a cada elemento del arreglo, y esa diferencia en las distancias **generan un desfase** en la señal recibida por cada receptor. Por ende, teniendo en cuenta que la separación entre elementos del arreglo es la misma y que el frente de onda **se lo puede considerar como plano**, y eligiendo convenientemente al primer elemento del arreglo al cual llega el frente de onda como elemento de referencia, podemos obtener la diferencia de camino recorrido por la señal transmitida al llegar a cada receptor haciendo:

$$\Psi_m = m \cdot d \sin(\theta), \quad m = 0, 1, 2, \dots, (M - 1), \quad (2.1)$$

siendo d **la separación de elementos** y M la cantidad de elementos en el arreglo.

La forma de onda de una onda viajera en campo lejano recibida por un receptor puntual, considerando un transmisor también puntual e isotrópico, puede ser expresada por la magnitud de su campo eléctrico como [4]:

$$E(\bar{r}, t) = s(t) e^{j(\omega_p t - \bar{k} \cdot \bar{r})}, \quad (2.2)$$

siendo:

- \bar{r} : el vector que une al transmisor con el receptor,
- $s(t)$: **la señal transmitida** en función del tiempo,
- $\omega_p = 2\pi f_p$: la frecuencia angular de la portadora,
- \bar{k} : el vector de onda, con $|\bar{k}| = \frac{2\pi}{\lambda_p}$,
- λ_p : la longitud de onda de la portadora.

Considerando el mismo arreglo de antenas de la Figura 2.4 podemos expresar la onda recibida por el **m –ésimo** elemento como

$$E_m(\bar{r}_m, t) = s(t) e^{j(\omega_p t - \bar{k} \cdot \bar{r}_m)}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, (M - 1), \quad (2.3)$$

siendo \bar{r}_m el vector que une el transmisor con el m –ésimo receptor. Es necesario aclarar que para que esta expresión sea válida es necesario que se cumpla la condición de que la señal $s(t)$ sea de banda angosta [4], lo cual significa que su ancho de banda debe ser al menos uno o dos órdenes de magnitud menor a la frecuencia de portadora. Esto permite **asumir** que la envolvente de la onda transmitida no varía demasiado en el tiempo que le lleva al frente de onda alcanzar todos los elementos del arreglo, y en cambio se la puede considerar constante. Dicho de otra forma, puede considerarse que $s(t) \approx s(t - \tau_{\text{máx}})$, siendo $\tau_{\text{máx}}$ el tiempo que le lleva al frente de onda ir desde el primer al último elemento del arreglo.

Por **conveniencia** para el resto del análisis se quitará el término $e^{j\omega_p t}$ correspondiente a la variación de la señal debido a la portadora para trabajar con la señal en banda base, la cual se denotará con la letra x . Si tomamos como referencia al primer elemento al cual le llega el frente de onda de la señal transmitida podemos considerar que la fase de la señal recibida por **este** es nula, y expresar al resto de las señales recibidas por los demás elementos en función de la señal de referencia como:

$$x_m(\theta, t) = s(t) e^{-j \cdot m \cdot k \cdot d \sin(\theta)}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, (M - 1), \quad (2.4)$$

donde se observa que la señal recibida por el m – ésimo receptor difiere con respecto a las recibidas por el resto de los receptores únicamente en una fase, la cual además depende únicamente del ángulo de arribo θ y de la separación entre elementos d . Esto **intuye** a pensar que si se conocen estos dos parámetros (la dirección de arribo y la disposición en la que están dispuestas las antenas receptoras) se podría conocer fácilmente las fases relativas entre todas las señales, pudiendo así corregirlas y sumarlas de manera tal de poder aumentar la relación señal a ruido en la señal recibida por el conjunto de antenas. A esta técnica se la conoce como **conformación de haz**.

Más allá de que este análisis se hizo teniendo en cuenta muchas suposiciones y únicamente para el caso de una disposición de elementos del arreglo de antenas en una única dimensión, más adelante se mostrará que este mismo análisis vale para casos generales, particularmente con distintas disposiciones de arreglos de antenas en dos dimensiones. También el mismo análisis se puede aplicar para la transmisión direccional de señales utilizando arreglos de antenas, sin embargo **ese análisis** no es motivo de estudio **de este** trabajo.

A lo largo de este capítulo se desarrollará toda la teoría detrás de la conformación de haz, haciendo hincapié en los distintos tipos de técnicas que existen para su implementación, definiendo propiamente a los arreglos de antenas en fase y detallando los dos algoritmos de estimación de dirección de arribo que fueron de mayor importancia para la realización de este proyecto.

2.2. Clasificación de conformadores de haz

Según **como** se realice la implementación, los conformadores de haz pueden recibir distintas clasificaciones. Si se pone el foco en la manera de manipular las señales recibidas podemos distinguir entre **los** conformadores de haz analógicos y digitales [5]. En el caso del conformador de haz analógico la señal que llega a cada elemento del arreglo de antenas pasa por un desfasador analógico que permite compensar las fases relativas de las señales **generadas** cuando el frente de onda llega con una cierta dirección a cada elemento. Luego de esto, se combinan todas las señales con un combinador de potencias y solo se digitaliza la salida de **este**. Si se **cuentan** con M elementos en el arreglo, este método reduce la dimensión de la señal recibida de M a 1, reduciendo también así gran parte de la información recibida y solo permitiendo la recepción en una única dirección. Además de corregir las fases de las señales recibidas se puede **además** variar las ganancias de cada elemento de manera tal de generar interferencias destructivas en las direcciones donde queremos eliminar cualquier tipo de interferencia. Un esquema de este conformador se muestra en la Figura 2.5a, donde los pesos w_n son los números complejos que multiplican la señal recibida por cada elemento del arreglo para compensar las fases relativas y generar ganancias nulas en las direcciones de interferencias, de manera tal de poder así sintetizar el correspondiente patrón de radiación.

En el conformador digital de haz las señales son muestreadas y digitalizadas para luego ser **procesadas por un procesador** digital. En este caso se preserva la información disponible manteniendo todas las señales recibidas por cada elemento. De esta manera la dimensión de la señal recibida se mantiene, lo cual brinda una gran flexibilidad para operar con las muestras recibidas, permitiendo obtener grandes prestaciones que no se encuentran disponibles en su contraparte analógica. Algunas de ellas son la capacidad de rechazar automáticamente las interferencias o de estimar automáticamente la dirección de arribo de las señales de interés, la posibilidad de generar múltiples haces con un único conformador, lo cual permite recibir señales en múltiples direcciones de arribo, la capacidad de realizar una calibración de las antenas por procesamiento o la posibilidad de incluir inteligencia artificial en la conformación de haz, **tema en el cual se entrará un poco más** en detalle en la Sección 10.6.

Según la técnica utilizada, los conformadores de haces pueden también clasificarse en convenciona-

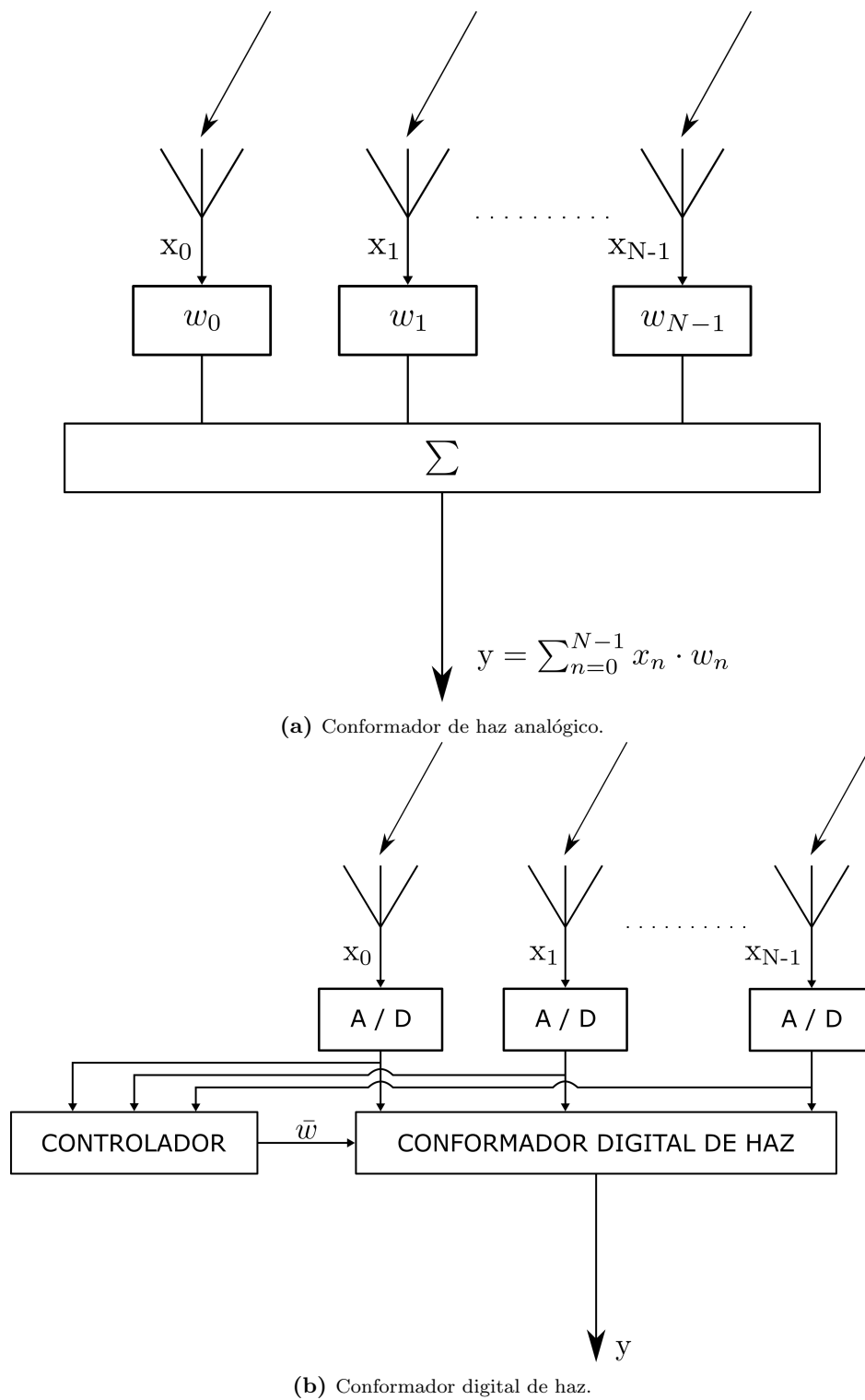


Figura 2.5: Clasificación de conformadores de haz según cómo manipulan la señal recibida.

les o adaptativos [6]. En el caso de los conformadores de haz convencionales **el array de pesos** y fases relativas se **encuentran fijos**, lo cual no permite realizar una adaptación a cambios en el tiempo ya sea en la dirección de arribo de la señal u otros cambios que **pueden** ocurrir en las características del arreglo o en el medio de transmisión. En **cambio** los conformadores adaptativos utilizan las propiedades estadísticas de la señal y del medio para variar los desfases y los pesos del filtro adaptativo y así poder hacer seguimiento de señales y mejorar la SNR.

A lo largo de este trabajo se estudiará la implementación de un conformador digital de haz adaptativo.

2.3. Arreglos de antenas en fase

Los arreglos de antenas en fase consisten en un conjunto de antenas estacionarias (elementos) dispuestas en una distribución unidimensional o bidimensional y que utilizan un control de variación de fases o retrasos temporales en cada elemento para escanear un haz en una dirección dada en el espacio y un control de amplitudes para dar forma al patrón de radiación [7]. Como ya se dijo, su principal uso se debe a la posibilidad que tienen de sintetizar un patrón de radiación direccional que puede ser dirigido electrónicamente.

La dimensión en la que están dispuestos los elementos del arreglo definen el direccionamiento que se le puede dar al haz sintetizado. En el caso de una disposición unidimensional solo se podrá dirigir el haz en función de la elevación, en cambio en disposiciones bidimensionales el haz se puede dirigir tanto en elevación como en azimut.

A primera **vista** pareciera ser que este tipo de antenas solo ofrece ventajas comparadas con las antenas de apertura fija. La relación de compromiso está en la dificultad de fabricación, ya que los arreglos de antenas en fase tienen complicaciones que no existen en otras antenas, como la necesidad de que no existan desfases en las conexiones entre los elementos o el problema del acoplamiento mutuo entre antenas debido a la **poca** separación que existe entre unas y otras.

2.3.1. Tipos de arreglos

A pesar de que los elementos de un arreglo de antenas en fase se pueden ubicar ~~en cualquier disposición arbitraria~~, existen ciertas distribuciones **que habilitan la utilización de técnicas** que son de gran utilidad al trabajar con la conformación de haz, como lo es la posibilidad de utilizar algoritmos de estimación de dirección de arribo. Generalizando la expresión de la Ecuación 2.4 para el caso de elementos no isotrópicos, y **asumiendo** que la respuesta en frecuencia de los mismos es plana en todo rango **de frecuencias**, podemos ahora expresar a la señal recibida por cada elemento del arreglo como un vector definido como:

$$\bar{x}(\theta, t) = \bar{a}(\theta) \cdot s(t) + \bar{w}(t), \quad (2.5)$$

$$\bar{a}(\theta) = g(\theta) \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\bar{k} \cdot \bar{r}_0} & \dots & e^{-j\bar{k} \cdot \bar{r}_{M-1}} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

donde $\bar{a}(\theta)$ es el **vector de apuntamiento**, el cual aplica los correspondientes desfases a las señales de cada elemento y afecta su amplitud según la ganancia que tenga el arreglo de antenas en fase en la dirección de arribo de la señal, $g(\theta)$ es la ganancia de cada elemento del arreglo en la dirección θ si consideramos que todos los elementos son idénticos, \bar{k} es el vector de onda **de la onda** incidente y \bar{r}_m con $m = 0, 1, \dots, M-1$ es el vector que va desde el origen de coordenadas hasta el elemento **m** del arreglo. Como se puede ver, este vector de apuntamiento depende de la disposición del arreglo empleada. El vector $\bar{w}(t)$ es un vector de ruido aditivo que estará presente en cualquier implementación.

A continuación se mencionan las características de los tipos de arreglos más comunes.

Arreglo lineal uniforme

Dentro de las distribuciones regulares, el arreglo lineal uniforme (ALU) es la más simple de todas. Este arreglo consiste en disponer a los elementos **colineales** y separados a una misma distancia unos de otros, como se vio en el ejemplo de la Sección 2.1. **Al ser una distribución unidimensional solo permite direccionar el haz en una única dirección.** Un esquema de este tipo de arreglos se muestra en la Figura 2.6.

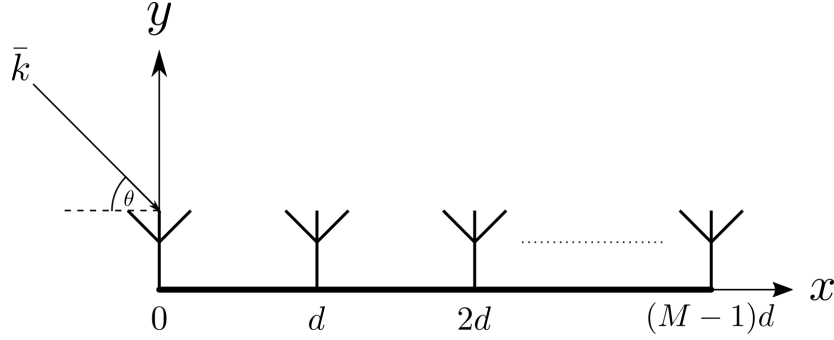


Figura 2.6: Arreglo lineal uniforme.

Si tomamos como el ángulo de arribo al indicado **por la figura** el vector de apuntamiento queda definido por:

$$\bar{a}_{ALU}(\theta) = g(\theta) \cdot \begin{bmatrix} 1 & e^{-jk d \cos \theta} & \dots & e^{-j(M-1)k d \cos \theta} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

donde $g(\theta)$ es la ganancia de cada elemento del arreglo en la dirección θ si consideramos que todos los elementos son idénticos.

Arreglo circular uniforme

Como su nombre lo indica, los arreglos circulares uniformes (ACU) consisten en disponer los elementos sobre una circunferencia, equidistante uno del otro, como se muestra en la Figura 2.7. Esta disposición bidimensional permite el escaneo tanto en elevación como en azimut de las señales **arribantes**, y tienen la ventaja de que, por su simetría, permiten que el patrón de radiación sintetizado pueda ser rotado azimutalmente sin sufrir variaciones en su forma [8].

Para el caso bidimensional podemos definir al vector de onda \bar{k} correspondiente a la señal que arriba al arreglo en función del ángulo de elevación y el azimut como:

$$\bar{k} = k \begin{pmatrix} \cos(\theta) \cdot \cos(\varphi) & \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi) \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

El vector \bar{r}_m considerando como origen de coordenadas el centro de la circunferencia que contiene al arreglo puede definirse como:

$$\bar{r}_m = R \begin{pmatrix} \cos(\frac{2\pi \cdot m}{M}) & \sin(\frac{2\pi \cdot m}{M}) \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Entonces el vector de apuntamiento queda definido como:

$$\bar{a}_{ACU}(\theta, \varphi) = g(\theta, \varphi) \cdot \begin{bmatrix} e^{-jk R \cos \theta \cos \varphi} & \dots & e^{-jk R (\cos(\frac{2\pi \cdot m}{M}) \cos \theta \cdot \cos \varphi + \sin(\frac{2\pi \cdot m}{M}) \cos \theta \cdot \sin \varphi)} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Debe notarse que ahora la directividad de la antena queda expresada tanto en elevación como en azimut.

Arreglo rectangular uniforme

El arreglo rectangular uniforme (ARU) es el tipo de arreglo de antenas en fase bidimensional más utilizado, debido a que permite contar con la mayor cantidad de elementos en un menor espacio, aumentando la **resolución** que se puede alcanzar tanto en elevación como azimut, definiendo la resolución como la posibilidad de distinguir dos fuentes de señal poco espaciadas [4]. Esta disposición consiste en ubicar a los elementos en una grilla rectangular, manteniendo una misma distancia d cada uno con su adyacente. Un esquema de este tipo de arreglos se muestra en la Figura 2.8.

El vector \bar{r}_{m_x, m_y} que une al elemento ubicado en las coordenadas $d \cdot (m_x, m_y)$ con el origen de coordenadas, el cual va a estar ubicado en uno de los elementos del extremo del arreglo que se considerará como elemento de referencia, puede definirse como:

$$\bar{r}_{m_x, m_y} = d \begin{pmatrix} m_x & m_y \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

Debido a que en este caso tenemos un **disposición matricial de elementos** se debe elegir una convención para identificar a cada elemento del arreglo con una ubicación de un vector. La convención elegida es la de **apilar** cada una de las columnas a lo largo del eje definido como y , de manera que el vector de muestras puede definirse como:

$$\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} x_{0,0}(t) & \cdots & x_{0,M_y-1}(t) & \cdots & x_{M_x-1,0}(t) & \cdots & x_{M_x-1,M_y-1}(t) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Teniendo en cuenta lo anterior y utilizando el vector de onda definido en 2.8, podemos escribir el correspondiente vector de apuntamiento como:

$$\bar{a}_{ARU}(\theta, \varphi) = g(\theta, \varphi) \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cdots & e^{-jkd[(M_x-1)\cos\theta\cos\varphi + (M_y-1)\cos\theta\sin\varphi]} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

El arreglo rectangular uniforme es el tipo de arreglo más importante para el resto de este trabajo ya que es el elegido para realizar la implementación del sistema de conformación de haz que se busca implementar.

2.4. Problema a resolver

Según los conceptos que se detallaron a lo largo de esta sección se pueden detallar aún más el objetivo mencionado en la Sección 1.0.1 y decir que el objetivo de este proyecto es realizar la implementación de un conformador digital de haz adaptativo para la recepción de señales de satélites LEO utilizando un arreglo de antenas en fase rectangular uniforme de 16 elementos dispuestos en una matriz de 4x4. La señal satelital arriba al arreglo de antenas con una cierta dirección identificada por sus ángulos de elevación y azimut, identificados respectivamente por las letras θ y φ . Un esquema de este problema puede verse en la Figura 2.9.

Para realizar la conformación de haz se realizará la estimación de la dirección de arribo utilizando un algoritmo apropiado, el cual brindará esa información al conformador que se encargará de entregar la señal resultante. En la siguiente sección se hará un análisis de dos algoritmos de estimación de dirección de arribo, haciendo hincapié en las comparaciones en el rendimiento y la fiabilidad entre ambos.

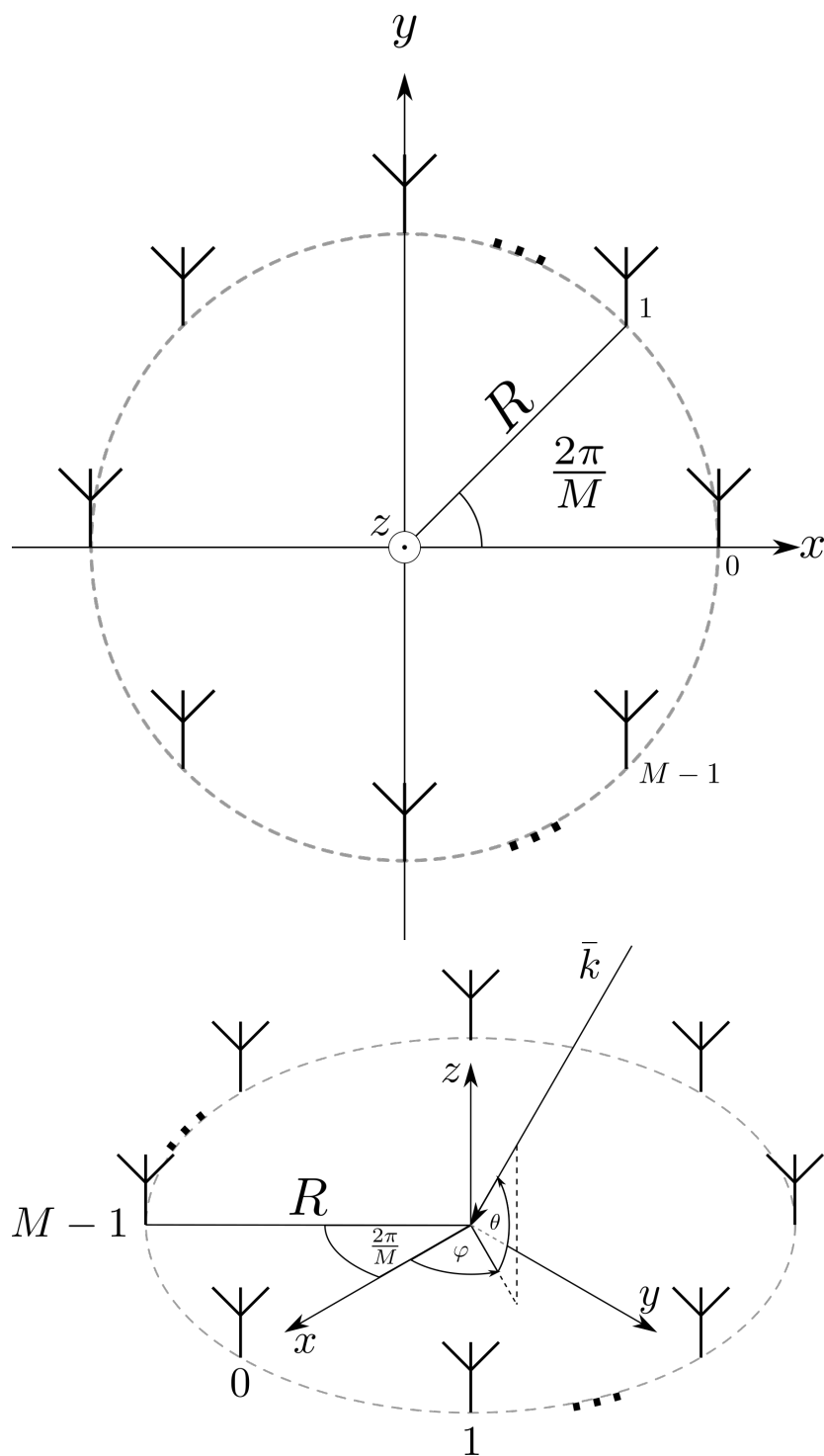


Figura 2.7: Arreglo circular uniforme.

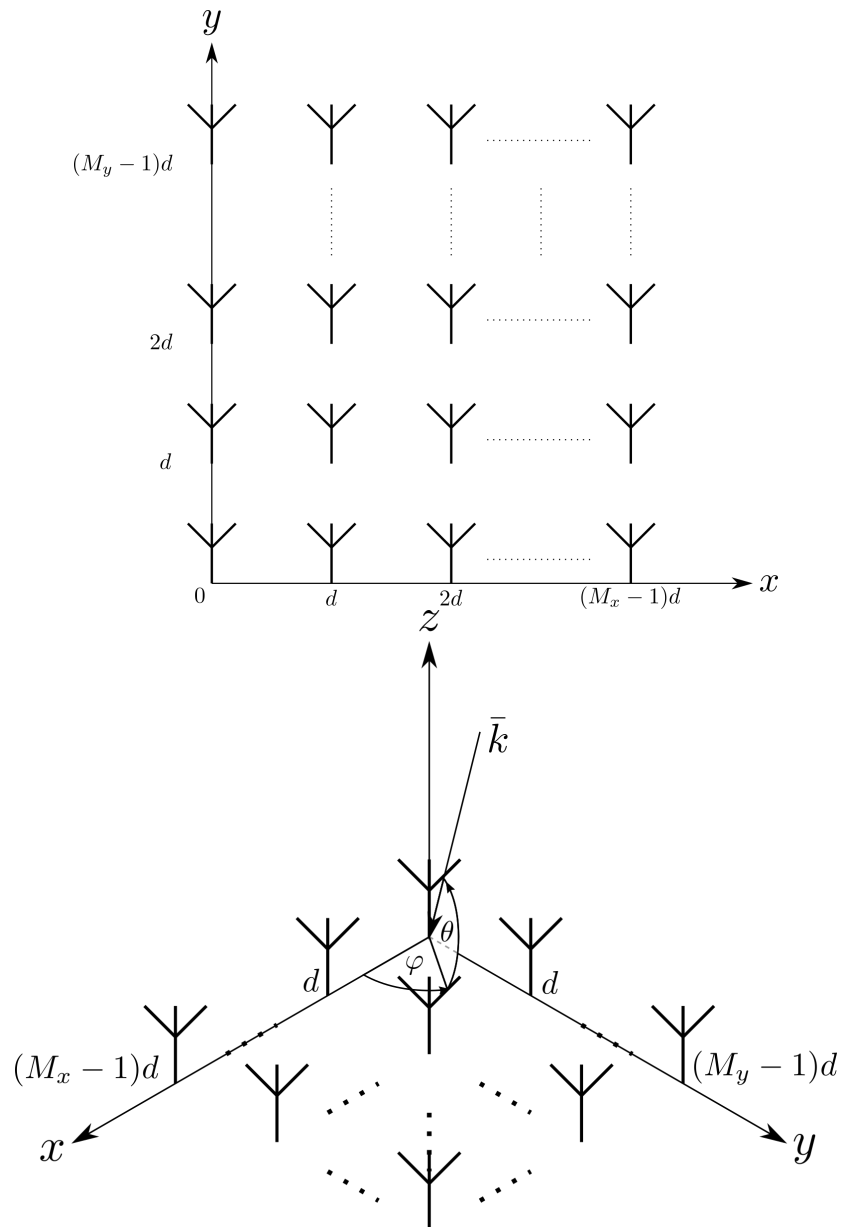


Figura 2.8: Arreglo rectangular uniforme.

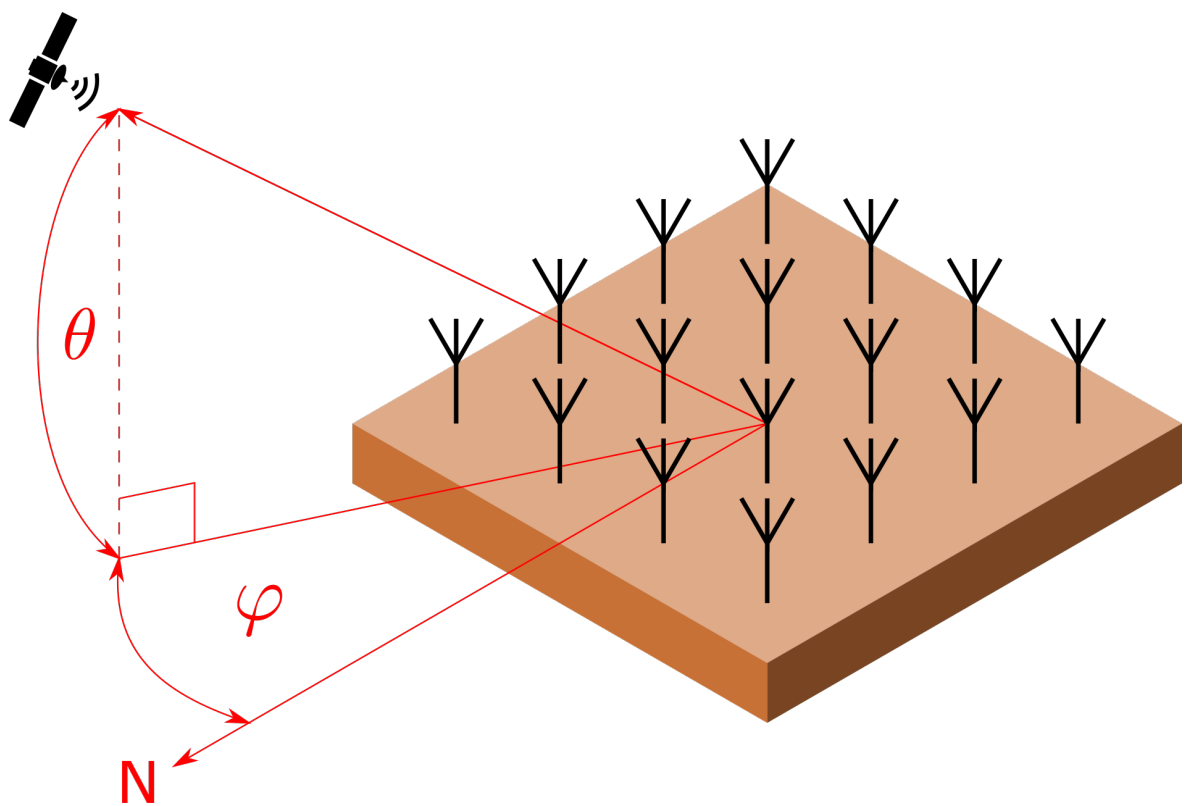


Figura 2.9: Esquema del problema a resolver.

Capítulo 3

Algoritmos de estimación de dirección de arribo.

“Son nuestras elecciones, Harry, las que muestran lo que somos, mucho más que nuestras habilidades.”

— Albus Dumbledore

3.1. Introducción

Al momento de diseñar un conformador de haz adaptativo uno de los pasos más importantes es definir el algoritmo de estimación de dirección de arribo. Estos algoritmos explotan las propiedades estadísticas de las señales recibidas por los elementos del arreglo de antenas y entregan la dirección de arribo en las dimensiones correspondientes según el tipo de arreglo con el que se trabaje. El estudio de los algoritmos de detección de DOA data desde la Segunda Guerra Mundial con la aparición del conformador de Bartlett [4], el cual consiste en hacer un escaneo de potencia en el dominio de búsqueda identificando la dirección que maximiza la potencia de salida. Este algoritmo pertenece al grupo de algoritmos basados en el análisis espectral, los cuales tienen la desventaja de que su resolución depende fuertemente del ancho del haz sintetizado y de que requieren de una búsqueda en una o dos dimensiones para realizar la estimación, lo cual reduce su viabilidad si es que se los quiere utilizar para seguimientos de objetivos en tiempo real. Posteriormente, nuevos métodos fueron descubiertos, mejorando así el desempeño en la detección y en la eficiencia, como son los métodos basados en la separación de subespacios de señal y ruido, los cuales se basan en explotar las propiedades geométricas del arreglo de antenas y tienen la ventaja de que su resolución no está limitada a la apertura del mismo. Dentro de este tipo de algoritmos de estimación de DOA, los algoritmos *Multiple Signal Classification* (**MUSIC**) y *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques* (**ESPRIT**) son dos de los más importantes, y son, además, los que se estudiarán a lo largo de este capítulo.

La disponibilidad en la utilización de un algoritmo dependerá fuertemente del tipo de arreglo con el que se cuente para la implementación, es por esto que a la hora de elegir la manera de disponer los elementos del arreglo para realizar un conformador de haz adaptativo hay que tener en cuenta cuáles distribuciones son aquellas que brindan mejores opciones para la estimación de DOA. Para dar un ejemplo, el algoritmo **Root-MUSIC** tiene un costo computacional relativamente bajo para lograr la estimación ya que su solución consiste simplemente en encontrar las raíces de un polinomio, pero solo funciona en arreglos lineales uniformes, por ende solo permite estimar la dirección de arribo en una

única dimensión.

Vale la pena aclarar que las técnicas utilizadas en este capítulo permiten, también, obtener información de otros parámetros de las señales arribantes, como puede ser la frecuencia de portadora de las mismas o la cantidad de fuentes de señal que está recibiendo la antena, los cuales los hacen algoritmos muy versátiles dentro del mundo del procesamiento estadístico de señales.

Para realizar el análisis de los algoritmos mencionados se deberá primero definir un modelo de datos común que refleje matemáticamente cómo pueden ser representadas las muestras obtenidas por el arreglo de antenas.

3.1.1. Modelo de datos

Antes de especificar el modelo de datos es necesario aclarar que para los próximos análisis se considerará que el medio de transmisión es lineal, y por ende vale el principio de superposición. Debido a esto, si consideramos que a un arreglo de M elementos está llegando un número D de señales en distintas direcciones, la Ecuación 2.5 puede reescribirse como:

$$\bar{x}(t) = \sum_{d=0}^{D-1} \bar{a}(\theta_d, \varphi_d) \cdot s_d(t) + \bar{w}(t), \quad (3.1)$$

donde $\bar{a}(\theta_d, \varphi_d)$ con $d = 0, 1, \dots, D-1$ es el vector de apuntamiento que corresponde a la señal $s_d(t)$ llegando al arreglo con dirección (θ_d, φ_d) , la cual es medida en el elemento de referencia. Esta ecuación puede reescribirse en forma matricial haciendo:

$$\bar{x}(t) = \mathbf{A}(\theta, \varphi) \bar{s}(t) + \bar{w}(t), \quad (3.2)$$

$$\mathbf{A}(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} \bar{a}(\theta_0, \varphi_0) & \bar{a}(\theta_1, \varphi_1) & \cdots & \bar{a}(\theta_{D-1}, \varphi_{D-1}) \end{bmatrix}_{(M \times D)} \quad (3.3)$$

donde $\bar{s}(t) = [s_0(t), s_1(t), \dots, s_{D-1}(t)]^T$.

Si tomamos una instantánea de las muestras del arreglo vemos que las mismas pueden representarse como un vector de números complejos de la siguiente manera:

$$\bar{x} = \mathbf{A}(\theta, \varphi) \bar{s} + \bar{w},$$

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{M-1} \end{bmatrix}_{(M \times 1)} = \begin{bmatrix} \bar{a}(\theta_0, \varphi_0) & \bar{a}(\theta_1, \varphi_1) & \cdots & \bar{a}(\theta_{D-1}, \varphi_{D-1}) \end{bmatrix}_{(M \times D)} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_{D-1} \end{bmatrix}_{(D \times 1)} + \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_{M-1} \end{bmatrix}_{(M \times 1)}$$

A partir de esto podemos ver que el vector de muestras \bar{x} pertenece a \mathbb{C}^M . Además, en ausencia de ruido, cada vector de muestras puede expresarse como combinación lineal de los vectores de \mathbf{A} , siendo los elementos de \bar{s} los coeficientes de esta combinación. Por ende, si $\bar{w} = \bar{0}$, las muestras estarán confinadas en un subespacio de dimensión D dentro de \mathbb{C}^M , generado por las columnas de \mathbf{A} , las cuales conforman la base del **subespacio de señal** [9]. Si definimos como \mathfrak{A} al conjunto que contiene a todos los posibles vectores de apuntamiento, para el caso que la dirección de arribo sea bidimensional estos vectores definirán una superficie con forma de “sábana” en \mathbb{C}^M , y en el caso unidimensional definirán una curva. Identificar cuáles de todos los vectores de \mathfrak{A} conforman la base del subespacio de señal corresponde a encontrar las intersecciones entre la superficie M -dimensional formada por \mathfrak{A} y el subespacio de señal [10]. En la Figura 3.1 se muestra una representación para el caso

de estimación de DOA unidimensional, con $D = 2$ y $M = 3$. Si asumimos que la función que mapea las posibles direcciones de arribo (θ, φ) a elementos de \mathfrak{A} es inyectiva, encontrar los vectores de \mathbf{A} equivale a encontrar las direcciones de arribo de las D señales recibidas. Esto puede lograrse mediante un diseño apropiado del arreglo de antenas [9]. La dificultad radica ahora en definir el subespacio de señal a partir de las muestras obtenidas.

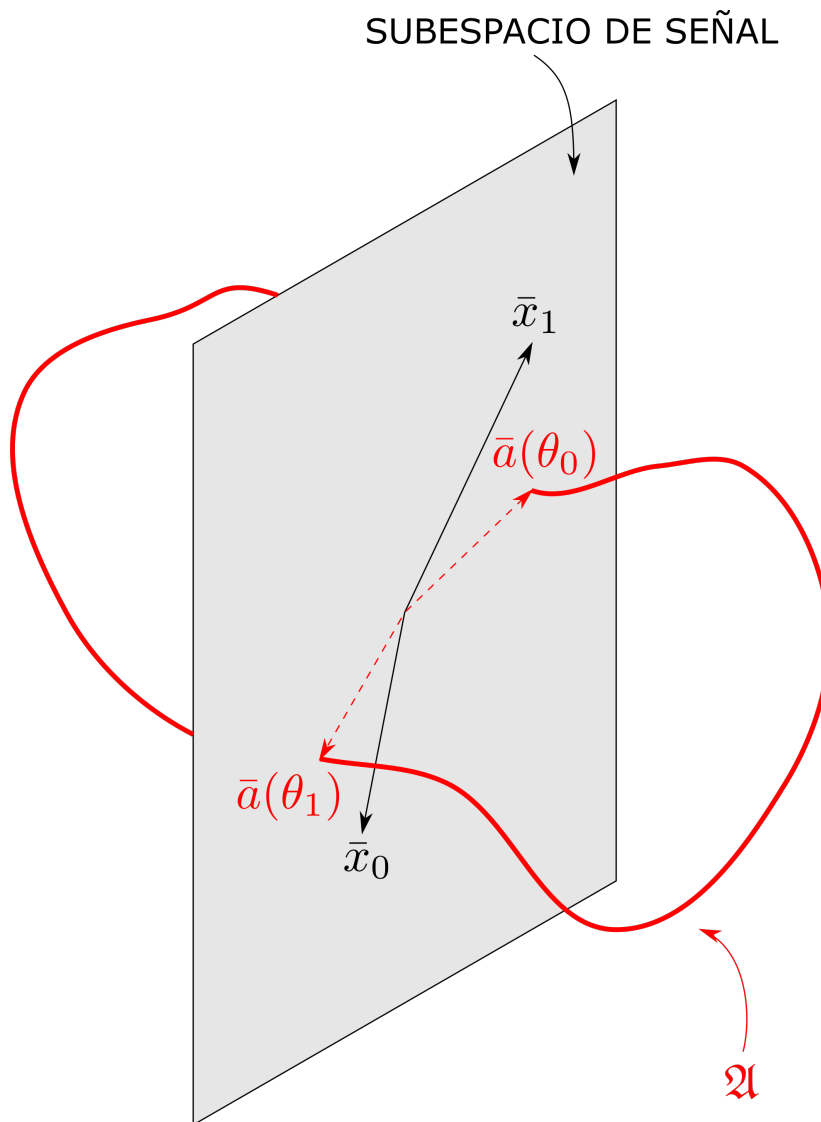


Figura 3.1: Representación geométrica de la estimación de DOA mediante la intersección del conjunto \mathfrak{A} con el subespacio de señal.

La matriz de covarianza \mathbf{R}_{XX}

Al muestrear digitalmente cada elemento del array tendremos el equivalente a un vector de muestras por cada período de muestreo. Si se quiere representar a todas las muestras tomadas durante N períodos de muestreo se puede escribir:

$$\mathbf{X}_{(M \times N)} = \mathbf{A}(\theta, \varphi)_{(M \times D)} \times \mathbf{S}_{(D \times N)} + \mathbf{W}_{(M \times N)} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_0^0 & x_0^1 & \cdots & x_0^{N-1} \\ x_1^0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ x_{M-1}^0 & \cdots & \cdots & x_{M-1}^{N-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_0^0 & s_0^1 & \cdots & s_0^{N-1} \\ s_1^0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ s_{D-1}^0 & \cdots & \cdots & s_{D-1}^{N-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_0^0 & w_0^1 & \cdots & w_0^{N-1} \\ w_1^0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ w_{M-1}^0 & \cdots & \cdots & w_{M-1}^{N-1} \end{bmatrix}$$

Para simplificar la notación a partir de ahora se indicará al vector de apuntamiento simplemente como \mathbf{A} .

A partir de esto podemos encontrar la matriz de covarianza de las muestras haciendo:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} &= \overline{\mathbf{X}\mathbf{X}^H} = \overline{(\mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{W})(\mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{W})^H} = \overline{(\mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{W})(\mathbf{S}^H \mathbf{A}^H + \mathbf{W}^H)} \\ &= \overline{\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{S}^H \mathbf{A}^H} + \overline{\mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{W}^H} + \overline{\mathbf{W}\mathbf{S}^H \mathbf{A}^H} + \overline{\mathbf{W}\mathbf{W}^H} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}}\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_{\mathbf{W}\mathbf{W}} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}}\mathbf{A}^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_M \end{aligned} \quad (3.5)$$

donde se asumió que las señales pueden ser modeladas como procesos estocásticos estacionarios y de media cero, y que el ruido es aditivo, blanco y gaussiano, de manera tal de que la correlación entre la señal y el ruido sea nula. La matriz $\mathbf{R}_{\mathbf{W}\mathbf{W}}$ es la matriz de autocorrelación del ruido, siendo \mathbf{I}_M la matriz identidad de tamaño $M \times M$ y $\sigma_w^2 = \mathbf{E}\{|w[n]|^2\}$ el nivel de potencia de ruido. Es necesario aclarar que la operación $\overline{\mathbf{X}\mathbf{X}^H}$ consiste en realizar el promedio entre las matrices obtenidas al multiplicar cada uno de los vectores columna de \mathbf{X} por su transpuesto conjugado, es decir:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \bar{x}^n (\bar{x}^n)^H, \quad (3.6)$$

siendo \bar{x}^n la columna n de la matriz \mathbf{X} . En este análisis se considera la matriz de correlación teórica, la cual requiere de infinitas muestras para poder ser obtenida. En la práctica, la matriz de correlación $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ debe ser estimada a partir de las muestras medidas haciendo [11]:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \frac{1}{N} \mathbf{X}\mathbf{X}^H \quad (3.7)$$

siendo N la cantidad de muestras tomadas en la ventana temporal de medición. En lo que resta del análisis se seguirá considerando la correlación teórica, debiendo el lector tomar las respectivas consideraciones.

Debido a que los vectores de \mathbf{A} definen la base del subespacio de señal, la matriz $\mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}}\mathbf{A}^H$ de tamaño $M \times M$ tiene rango D , por lo que es de rango incompleto, a diferencia de $\mathbf{R}_{\mathbf{W}\mathbf{W}}$ que es de rango completo. Si se considera que las señales que conforman la matriz \mathbf{S} no están correlacionadas entre sí, la matriz de autocorrelación de señal $\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}}$ es de la forma:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} |s_0|^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & |s_1|^2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & |s_{D-1}|^2 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

siendo cada elemento de la diagonal la potencia de cada una de las señales.

Si se aplica la descomposición en autovalores a la matriz $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ se puede escribir [11]:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^H, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \lambda_{M-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} = [\bar{e}_0 \quad \bar{e}_1 \quad \cdots \quad \bar{e}_{M-1}]$$

donde $\lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \cdots \geq \lambda_{M-1}$ son los autovalores de $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ en orden descendente y $\bar{e}_0, \bar{e}_1, \dots, \bar{e}_{M-1}$ sus correspondientes autovectores. Los D autovalores más grandes serán iguales a la suma de los autovalores de $\mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{S}\mathbf{S}}\mathbf{A}^H$ más los autovalores de $\mathbf{R}_{\mathbf{W}\mathbf{W}}$, que son todos iguales. Los $M - D$ autovalores más chicos solo estarán conformados por los autovalores de $\mathbf{R}_{\mathbf{W}\mathbf{W}}$. Analíticamente se puede escribir [11]:

$$\lambda_m = M \cdot |s_m|^2 + \sigma_w^2, \quad 0 \leq m \leq D - 1$$

$$\lambda_m = \sigma_w^2, \quad D \leq m \leq M - 1$$

Por ende, si separamos los autovalores y autovectores correspondientes a las señales y al ruido podemos realizar la siguiente descomposición:

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \mathbf{E}_\mathbf{S}\mathbf{\Lambda}_\mathbf{S}\mathbf{E}_\mathbf{S}^H + \sigma_w^2\mathbf{E}_\mathbf{W}\mathbf{E}_\mathbf{W}^H \quad (3.10)$$

$$\mathbf{\Lambda}_\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \lambda_{D-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_\mathbf{S} = [\bar{e}_0 \quad \bar{e}_1 \quad \cdots \quad \bar{e}_{D-1}], \quad \mathbf{E}_\mathbf{N} = [\bar{e}_D \quad \bar{e}_{D+1} \quad \cdots \quad \bar{e}_{M-1}]$$

Esto demuestra que a partir de una buena estimación de la matriz de covarianza de las muestras se pueden hallar las bases de los subespacios de señal y ruido. Debido a que la matriz de autocorrelación muestral $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ es simétrica, sus autovectores son ortogonales, lo cual implica que el subespacio de ruido y el subespacio de señal son ortogonales entre sí, la cual es una característica de vital importancia para los algoritmos de estimación de dirección de arribo que se tratarán a continuación.

3.2. El algoritmo MUSIC

3.2.1. Algoritmo

3.3. El algoritmo ESPRIT

3.3.1. Algoritmo

3.4. Comparaciones

Capítulo 4

Diseño del sistema

- 4.1. Esquema de bloques
- 4.2. Muestreador aleatorio
- 4.3. Estimador de dirección de arribo
- 4.4. Conformador de haz

Capítulo 5

Muestreo aleatorio

5.1. Conceptos generales

Capítulo 6

Machine Learning aplicado a la clasificación de autovalores

6.1. Conceptos generales

Capítulo 7

GNU Radio

- 7.1. Conceptos generales
- 7.2. El modelo banda base
- 7.3. Implementación de módulos
- 7.4. El módulo gr-satellites

Capítulo 8

Resultados obtenidos

8.1. Tasa de error de bit

8.2. Errores en la ubicación de elementos del arreglo

8.3. Requerimientos de procesamiento

Capítulo 9

Implementación en FPGA

9.1. Conceptos generales

Capítulo 10

Trabajo a futuro

10.1. Innovación en la estimación

10.2. Interfaz con el sistema de adquisición

10.3. Empaquetamiento

10.4. Medición del patrón de radiación del arreglo

10.5. Interferencias destructivas

Generación de pesos en los array para generar interferencias destructivas en direcciones donde arriban señales secundarias.

10.6. Smart Beamforming

Más allá que el algoritmo que se desarrolló en este proyecto puede considerarse de alguna manera “inteligente” debido a que es capaz de deducir por su cuenta la dirección de arribo de señales, el término **Smart Beamforming** refiere a técnicas de conformación de haz que utilizan algoritmos de inteligencia artificial para la estimación de dirección de arribo y la conformación de las señales arribantes.

Apéndice A

Apéndice I

Bibliografía

- [1] Kulichevsky, J. Antenas de la CONAE en la Estacion Terrena del Centro Espacial Teófilo Tabanera. https://es.wikipedia.org/wiki/Estaci%C3%B3n_Terrena_C%C3%B3rdoba, 11 2010. ix, 4
- [2] Balanis, C. A. Arrays: Linear, planar, and circular. En: Antenna theory: analysis and design, págs. 285–368. John Wiley & Sons, 2016. 4
- [3] Maral, G., Bousquet, M. Orbits and related issues. En: Satellite communications systems: systems, techniques and technology, págs. 19–97. John Wiley & Sons, 2009. 4
- [4] Krim, H., Viberg, M. Two decades of array signal processing research: the parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, **13** (4), 67–94, 1996. 6, 11, 15
- [5] Steyskal, H. Digital beamforming antennas, an introduction. *Microwave Journal*, págs. 107–124, 1987. 7
- [6] Weiß, M. Digital Antennas. *NATO Research and Technology Organisation*, 2009. 9
- [7] Mailloux, R. J. Phased arrays in radar and communication systems. En: Phased Array Antenna Handbook, págs. 1–61. Artech House, 2005. 9
- [8] Ioannides, P., Balanis, C. A. Uniform circular arrays for smart antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **47** (4), 192–206, 2005. 10
- [9] Roy, R., Kailath, T. Esprit-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, **37** (7), 984–995, 1989. 16, 17
- [10] Schmidt, R. O. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **34** (3), 276–280, 1986. 16
- [11] Ingle, V., Kogon, S., Manolakis, D. Harmonic models and frequency estimation techniques. En: Statisical and Adaptive Signal Processing, págs. 478–493. Artech, 2005. 18, 19

Publicaciones asociadas

1. Mi primer aviso en la revista **ABC**, 1996
2. Mi segunda publicación en la revista **ABC**, 1997

Agradecimientos

A todos los que se lo merecen, por merecerlo

