

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

### **SIMULACIÓN DE LA DETECCIÓN DEL DoA PARA UN ÚNICO TERMINAL USANDO UN ALGORITMO EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE  
INGENIERO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**HIDALGO FERNÁNDEZ ERICK BLADIMIR**

**[erick.hidalgo@epn.edu.ec](mailto:erick.hidalgo@epn.edu.ec)**

**DIRECTOR: DR. PABLO LUPERA MORILLO**

**[pablo.lupera@epn.edu.ec](mailto:pablo.lupera@epn.edu.ec)**

**Quito, diciembre 2019**

## **AVAL**

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Erick Bladimir Hidalgo Fernández, bajo mi supervisión.

---

**DR. PABLO ANÍBAL LUPERA MORILLO**  
**DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

## **DECLARACIÓN DE AUTORÍA**

Yo, Erick Bladimir Hidalgo Fernández, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

---

Erick Bladimir Hidalgo Fernández

# DEDICATORIA

Para mi mejor amiga.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco a todos los profesores de la Escuela Politécnica Nacional que me soportaron como alumno, cada uno supo instruirme y/o hacerme crecer como persona.

También quiero agradecer a todos mis amigos, quienes hicieron soportable mi estadía en la universidad; en especial a mi mejor amiga que siempre creyó en mí.

Pero sobre todo, agradezco a mi madre y a mi abuelo, que han sido las personas de las que más he aprendido, de no ser por ellos no habría llegado hasta aquí.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL .....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN .....	VII
ABSTRACT .....	VIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 PREGUNTA DE INVESTIGACIÓN .....	1
1.2 OBJETIVO GENERAL .....	1
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	1
1.4 ALCANCE .....	2
1.5 MARCO TEÓRICO.....	2
1.5.1 SISTEMA DE DETECCIÓN DEL DoA.....	2
1.5.2 ONDA PLANA.....	4
1.5.3 SOUNDING REFERENCE SIGNAL .....	7
1.5.3.1 Generación de la Secuencia Base.....	9
1.5.3.2 Generación de la Secuencia SRS.....	10
1.5.4 ARREGLO LINEAL UNIFORME .....	11
1.5.5 SISTEMAS MIMO .....	15
2. METODOLOGÍA.....	18
2.1. SIMULACIÓN DE LA SEÑAL (SRS).....	18
2.2. SIMULACIÓN DEL ARREGLO LINEAL DE ANTENAS .....	21
2.3. CÁLCULO DEL ÁNGULO DE INCIDENCIA.....	26
2.4. RESPUESTA DEL ALGORITMO AL RUIDO .....	30
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN .....	31
3.1. RESULTADOS.....	31
3.2. DISCUSIÓN .....	48
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	52

4.1. CONCLUSIONES.....	52
4.2. RECOMENDACIONES .....	53
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	54
ANEXOS .....	57

## **RESUMEN**

El presente proyecto de titulación tiene como objetivo diseñar y simular un algoritmo en el dominio de la frecuencia para la detección de la Direction of Arrival (DoA) de una señal en un sistema LTE, utilizando una agrupación lineal de antenas.

Para esto, se utiliza la señal de referencia de uplink Sounding Reference Signal (SRS) que se procesará en el dominio de la frecuencia mediante la transformada de Fourier y su representación en el diagrama de constelación.

Se medirá el desplazamiento angular que experimenta cada muestra con respecto a un elemento de referencia en el diagrama de constelación de cada elemento. Este movimiento, mediante operaciones matemáticas permitirá determinar el retardo que presenta la señal en cada elemento del arreglo, lo cual nos indicará el ángulo de incidencia del frente de onda de la señal.

Finalmente, se evaluarán los resultados obtenidos probando distintos ángulos de incidencia y niveles de ruido.

**PALABRAS CLAVE:** DoA, SRS

## **ABSTRACT**

The purpose of the present project is to design and simulate an algorithm in the frequency domain for the detection of the Direction of Arrival (DoA) of a signal in an LTE system, using a linear array of antennas.

For this, the reference signal of uplink Sounding Reference Signal (SRS) is used; it will be processed in the frequency domain by the Fourier transform and its representation in the constellation diagram.

The angular displacement that each sample experiences with respect to a reference element in the constellation diagram of each element will be measured. This movement, through mathematical operations, will determine the delay that the signal presents in each element of the array, which will indicate the angle of incidence of the wavefront of the signal.

Finally, the results obtained will be evaluated by testing different angles of incidence and noise levels.

**KEYWORDS:** DoA, SRS

# 1. INTRODUCCIÓN

En las redes celulares modernas, es necesario dar una cobertura total dentro de un área poblada, por lo cual, existen celdas de distinto tamaño para determinado uso. Algunas de éstas pueden contar con gran aglomeración de usuarios en determinados lugares; como estadios, coliseos, centros comerciales, parques, etc.; actualmente no se dispone de la inteligencia necesaria para ubicar las zonas en las que existe mayor concentración de usuarios, que podría ser útil para direccionar las señales a la zona requerida.

Una detección efectiva de la dirección de arribo de señales incidentes permite mejorar la eficiencia de la energía [1] utilizada para la transmisión de las señales en las redes inalámbricas de comunicación móvil, reduce los costos de operación [2], así como las emisiones de CO<sub>2</sub> a la atmósfera [3].

Actualmente, el 3GPP se encuentra realizando estudios para utilizar Beamforming [4], sin embargo no existe un estándar definido. Por esto, el tema es de interés científico.

## 1.1 PREGUNTA DE INVESTIGACIÓN

Es necesario un procedimiento simple y que implique una baja carga computacional para que pueda ser implementado posteriormente en hardware, lo cual se presenta como un problema a ser tratado y hace que el tema sea de interés científico. Con este antecedente y para el inicio de este trabajo de titulación se propone como pregunta de investigación lo siguiente: “¿Es posible plantear un algoritmo en el dominio de la frecuencia para la detección del DoA con un uso reducido de recursos?”

## 1.2 OBJETIVO GENERAL

Simular un algoritmo en el dominio de la frecuencia para la detección de los ángulos de incidencia de las señales de referencia LTE en sentido uplink con una agrupación de antenas.

## 1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Estudiar y simular las señales de referencia utilizadas en sentido uplink en una red LTE.

- Proponer el algoritmo en el dominio de la frecuencia para la detección de los ángulos de incidencia.
- Implementar en una simulación el algoritmo propuesto.
- Realizar pruebas del algoritmo variando el ángulo de incidencia, distancia y en presencia de ruido AWGN.

## **1.4 ALCANCE**

El escenario a considerar consiste en una microcelda, en la que se tendrá línea de vista entre el equipo de usuario y el eNodeB. El eNodeB poseerá una agrupación lineal de antenas con máximo seis elementos, la misma que se utilizará para determinar el retardo que experimenta una señal en sus diferentes componentes.

La señal que se utilizará es la Sounding Reference Signal (SRS) [5] en sentido uplink, la cual se emite periódicamente [6] permitiendo diferenciarla de las demás.

Se considerará que la recepción de la señal en cada uno de los elementos del arreglo de antenas incluirá un retardo, que depende de la dirección de arribo (DoA) de la señal de uplink.

Una vez simuladas las señales recibidas se procederá a procesarlas en el dominio de la frecuencia compleja mediante el diagrama de constelación para obtener los ángulos en dicho diagrama; luego se calcularán las diferencias de los ángulos de los puntos en el diagrama de constelación entre las señales recibidas de los elementos del arreglo de antenas. Dichas diferencias angulares se transformarán a diferencias de tiempo; y finalmente, el retardo en tiempo se transforma a ángulo de incidencia.

Este proceso se aplicará para un único equipo de usuario, y se utilizará Matlab para las simulaciones.

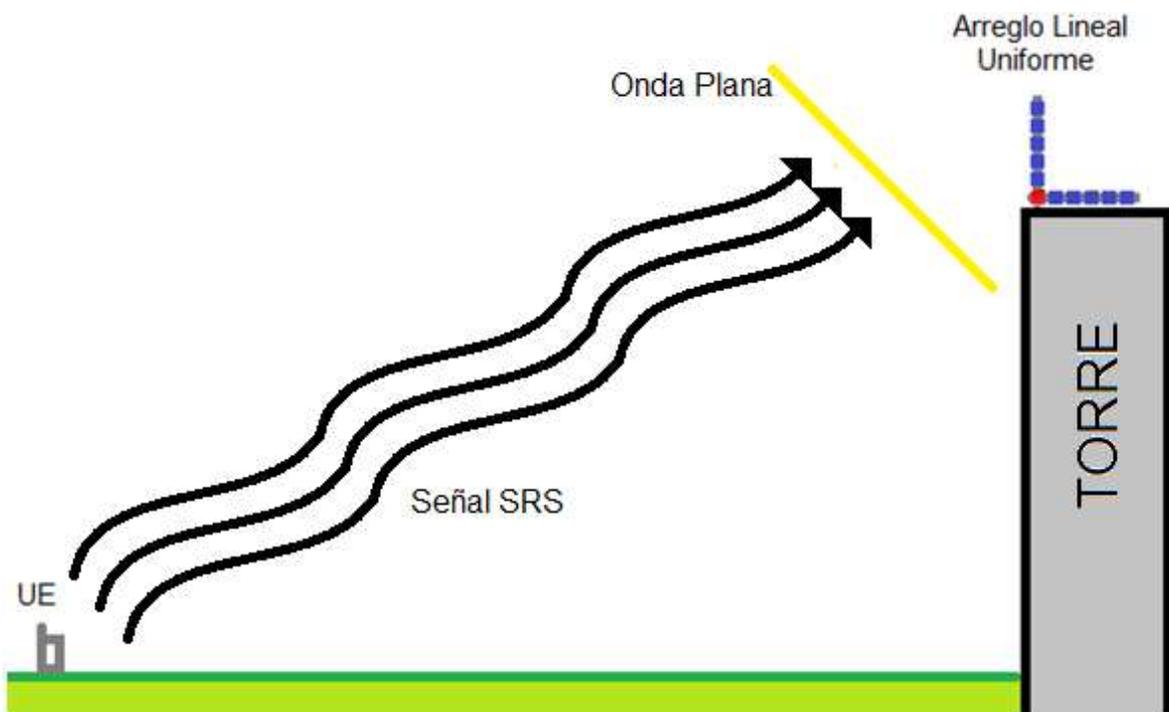
## **1.5 MARCO TEÓRICO**

### **1.5.1 SISTEMA DE DETECCIÓN DEL DoA**

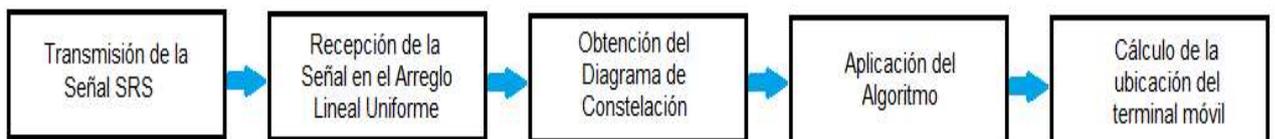
El sistema propuesto para detectar la dirección de arribo (DoA) de las señales transmitidas por un equipo móvil en un sistema LTE requiere de los siguientes elementos:

- Una señal conocida que pueda ser transmitida periódicamente, en este caso se utiliza la Sounding Reference Signal (SRS).
- Por lo menos dos arreglos lineales uniformes de antenas, capaces de funcionar en un sistema MIMO.
- Una torre de transmisión lo suficientemente alta para aprovechar las características de una onda plana.
- Un equipo móvil (UE) capaz de transmitir señales LTE.

Todos los elementos anteriormente descritos son ilustrados en la Figura 1.1.



**Figura 1.1.** Sistema para la detección del DoA.



**Figura 1.2.** Proceso para la ubicación de un terminal móvil.

El proceso, ilustrado en la Figura 1.2, es el que se simulará en el presente trabajo. La transmisión de la señal SRS se efectuará mediante la generación de dicha señal adicionando ruido blanco. La recepción en el arreglo de antenas se realizará al añadir retardos en la señal. Para obtener el diagrama de constelación y trabajar la señal en el dominio de la frecuencia es necesario aplicar la Transformada de Fourier sobre las muestras de la señal recibida; este procedimiento no se realizará debido a que la señal simulada ya puede representarse en el diagrama de constelación. Al obtener los valores en dicho diagrama se aplicará el diagrama propuesto para el cálculo del DoA mediante los ángulos de arribo (inclinación y horizontal). Con dichos ángulos, es posible determinar la posición del equipo de usuario en tres dimensiones utilizando geometría básica, con lo cual se pueden realizar varias aplicaciones como el direccionamiento del lóbulo de radiación desde el eNodeB o un sistema de posicionamiento dentro de la celda, entre otros.

### 1.5.2 ONDA PLANA

El ejemplo más simple de una onda tridimensional es la Onda Plana. Este modelo existe únicamente cuando todas las superficies, sobre las cuales una perturbación tiene fase constante, forman un conjunto de planos, cada uno perpendicular a la dirección de propagación [7]. También se puede definir como una onda de frecuencia constante cuyos frentes de onda son planos paralelos e infinitos, de amplitud pico a pico constante y normal al vector de dirección [8].

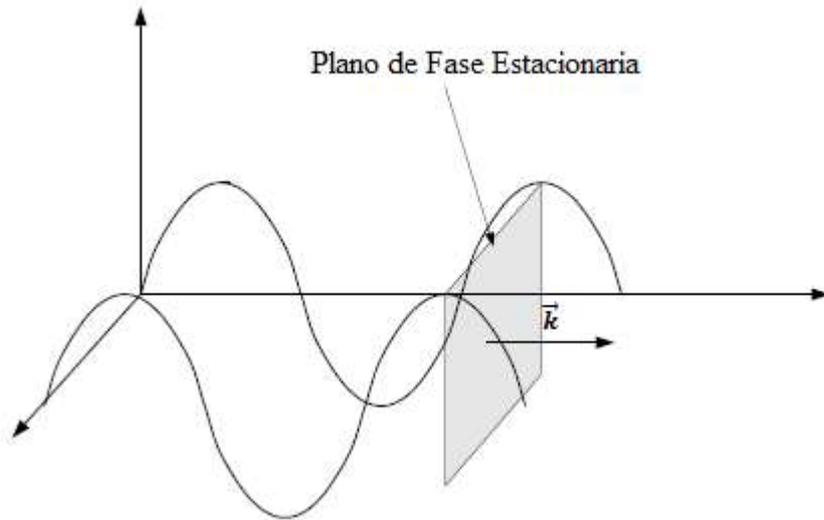
No es posible tener una onda plana real en la práctica [7]. Sin embargo, para el caso de una fuente localizada, como una antena, se produce un campo que es aproximadamente una onda plana en la región de campo lejano de la antena [8].

En la Figura 1.3 se puede observar el plano que forman dos ondas, el cual es conocido como frente de onda que viaja en dirección de un vector  $\vec{k}$ .

La forma más concisa de la ecuación de un plano perpendicular a  $\vec{k}$  es:

$$\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} = \text{constante} = a \quad (1.1)$$

Donde  $\vec{r}$  es el vector de posición.



**Figura 1.3.** Frente de onda viajando en dirección de un vector  $\vec{k}$  [8].

Ahora se puede construir un conjunto de planos sobre los cuales  $\psi(\mathbf{r})$  varía senoidalmente, es decir:

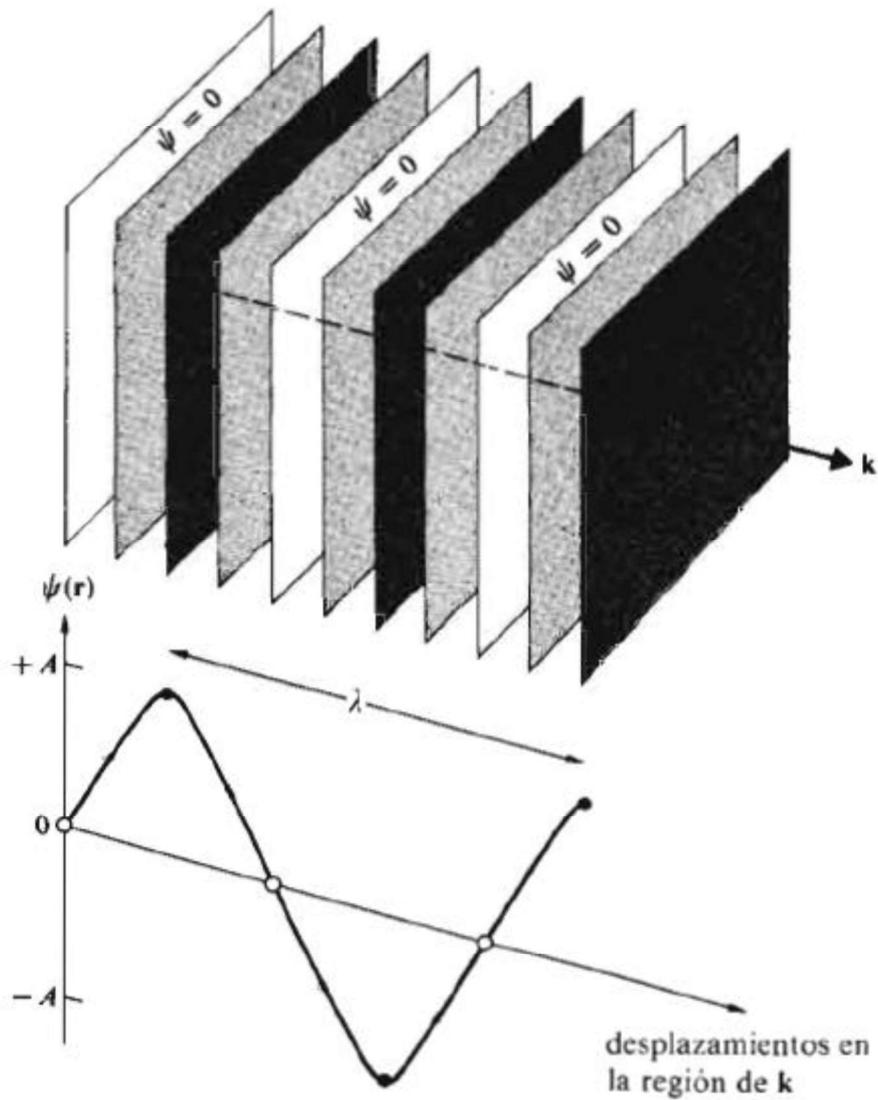
$$\psi(\mathbf{r}) = A \sin(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}) \quad (1.2)$$

$$\psi(\mathbf{r}) = A \cos(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}) \quad (1.3)$$

Las ecuaciones (1.2) y (1.3) pueden ser expresadas como:

$$\psi(\mathbf{r}) = A e^{i \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} \quad (1.4)$$

Para cada una de estas expresiones,  $\psi(\mathbf{r})$  es constante sobre cada plano definido por  $\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} = \text{constante}$ . Al ser funciones armónicas, se repiten en el espacio de un desplazamiento  $\lambda$  en la dirección de  $\mathbf{k}$ . La Figura 1.4 es una representación sencilla de la expresión (1.4), en la cual solo se encuentran dibujados pocos planos de un número infinito, cada uno con diferente  $\psi(\mathbf{r})$ .



**Figura 1.4.** Frentes de onda para una onda plana armónica [7].

La naturaleza espacialmente repetitiva de estas funciones armónicas puede expresarse por:

$$\psi(\mathbf{r}) = \psi\left(\mathbf{r} + \frac{\lambda \mathbf{k}}{k}\right) \quad (1.5)$$

Donde  $k$  es la magnitud de  $\mathbf{k}$  y  $\mathbf{k}/k$  es un vector unitario paralelo a él. En forma exponencial equivale a:

$$A e^{i \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} = A e^{i \mathbf{k} \cdot \left(\mathbf{r} + \frac{\lambda \mathbf{k}}{k}\right)} = A e^{i \mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} e^{i \lambda k} \quad (1.6)$$

Para que esto sea cierto, se debe tener:

$$e^{i\lambda k} = 1 = e^{i2\pi} \quad (1.7)$$

Por lo tanto:

$$k = 2\pi/\lambda \quad (1.8)$$

En cualquier punto fijo en el espacio donde  $\mathbf{r}$  es constante, la fase es constante y también lo es  $\psi(\mathbf{r})$ ; en resumen, los planos se encuentran inmóviles, por lo tanto es necesario que  $\psi(\mathbf{r})$  varíe en el tiempo, con lo cual obtenemos:

$$\psi(\mathbf{r}, t) = A e^{i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} + \omega t)} \quad (1.9)$$

Donde  $A, \omega$  y  $k$  son constantes, siendo  $\omega$  la frecuencia angular. A medida que la perturbación viaja en la dirección de  $\vec{k}$  es posible asignarle una fase correspondiente en cada punto en el espacio y en el tiempo. En cualquier instante, las superficies que unen todos los puntos de igual fase se conocen como frentes de onda o superficies de onda [7].

La ecuación 1.9 representa a la velocidad de fase de una onda plana, que es equivalente a la velocidad de propagación del frente de onda.

La perturbación en un frente de onda es constante, de manera que después de un tiempo  $dt$ , si el frente se mueve a lo largo de  $\mathbf{k}$  una distancia  $dr_k$ , se tendrá:

$$\psi(\mathbf{r}, t) = \psi(r_k + dr_k + dt) = \psi(r_k, t) \quad (1.10)$$

En forma exponencial:

$$A e^{i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} + \omega t)} = A e^{i(kr_k + kdr_k + \omega t + \omega dt)} = A e^{i(kr_k + \omega t)} \quad (1.11)$$

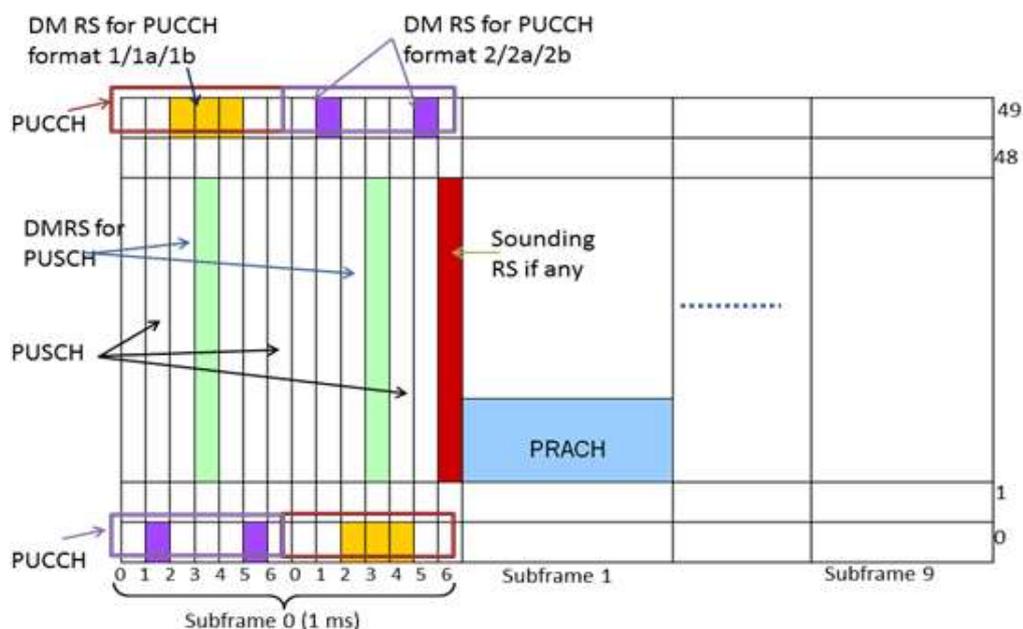
### 1.5.3 SOUNDING REFERENCE SIGNAL

El 3GPP en su recomendación 3GPP TS 36.211 [6] dice:

La señal de referencia de sondeo o en inglés Sounding Reference Signal (SRS) permite a la red estimar la calidad del canal en sentido uplink para cada dispositivo móvil [6]. Como la calidad del enlace no es necesariamente homogénea para un dispositivo móvil en todo el canal, esto puede ayudar a seleccionar los mejores Resource Blocks para cada dispositivo móvil.

Cuando son activados por la red, los dispositivos móviles transmiten la SRS en cada último símbolo de una subtrama configurada, como se observa en la Figura 1.5. La red

puede elegir el ancho de banda y el número de bandas SRS para un equipo de usuario (UE) [6]. Además, el intervalo SRS puede configurarse para ser transmitida desde 2 a 160 milisegundos [6].

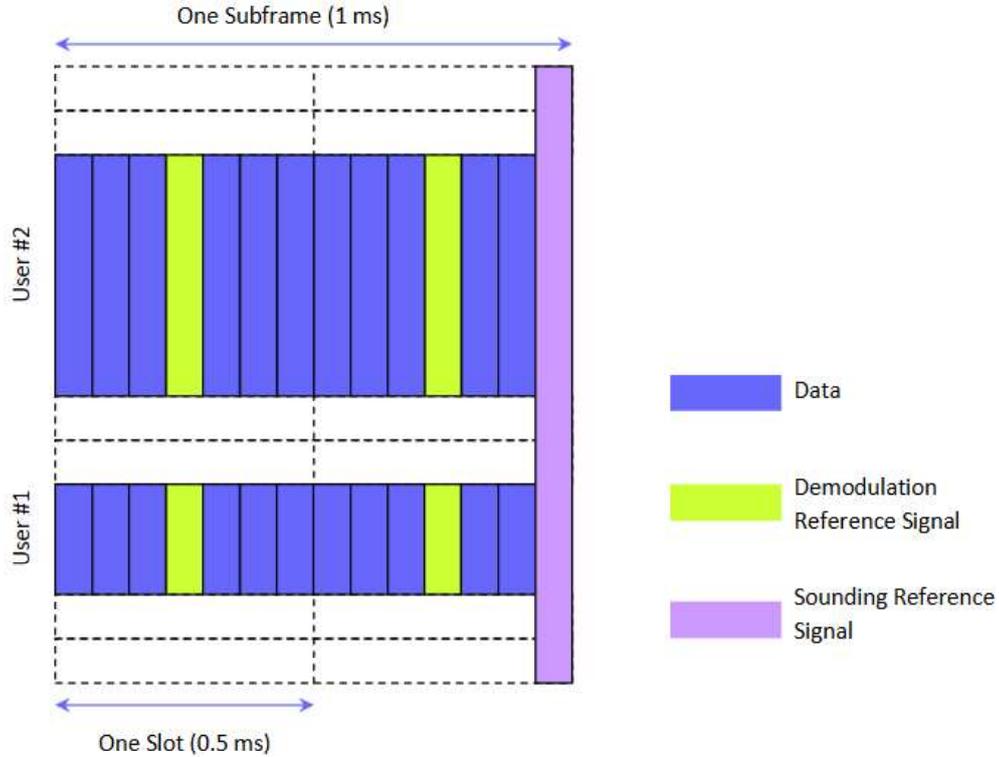


**Figura 1.5.** Ubicación de la Sounding Reference Signal (rojo) en la trama LTE.

En la Figura 1.5, también se muestran los canales que conforman un sistema LTE y son enlistados a continuación:

- Physical Random Access Channel (PRACH): Para acceso inicial y adquirir la sincronización en UL. No lleva datos ni señalización. Es una secuencia aleatoria basada en secuencias Zadoff-Chu de longitud 839 [9].
- Physical Uplink Shared Channel (PUSCH): Lleva datos de usuario UL y acuses de recibo ACK/NACK de tramas DL. Además pueden llevar las Demodulation Reference Signals (DMRS) dentro de los símbolos SC-FDMA [9].
- Physical Uplink Control Channel (PUCCH): Transporta acuses de recibo ACK/NACK, peticiones de scheduling (SR). Nunca se transmite a la vez que el PUSCH y lleva DMRS más largas [9].
- Demodulation Reference Signals (DMRS): Son señales de referencia que poseen ciertos canales, y son utilizadas para la recepción de datos [9].

La SRS es una característica opcional y es altamente configurable. Los usuarios con diferente ancho de banda de transmisión comparten este canal de sondeo en el dominio de la frecuencia [9], como se muestra en la Figura 1.6.



**Figura 1.6.** Sounding Reference Signal para múltiples usuarios. [9]

### 1.5.3.1 Generación de la Secuencia Base

La Secuencia de Señal de Referencia o secuencia base  $r_{u,v}^{(a)}(n)$  se define por un desplazamiento cíclico  $\alpha$  de una secuencia base  $\bar{r}_{u,v}(n)$  de acuerdo a [6]:

$$r_{u,v}^{(a)}(n) = e^{j\alpha n} \bar{r}_{u,v}(n), \quad 0 \leq n \leq M_{sc}^{RS} \quad (1.12)$$

Donde  $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$  es el tamaño de resource block en el dominio de frecuencia, expresado como un número de subportadoras y representa a la longitud de la secuencia de señal de referencia y  $1 \leq m \leq N_{RB}^{max.UL}$ , siendo  $N_{RB}^{max.UL}$  la configuración de ancho de banda de enlace ascendente más grande, expresada en múltiplos de  $N_{sc}^{RB}$ .

Se definen múltiples secuencias de señales de referencia a partir de una única secuencia de base a través de diferentes valores de  $\alpha$  [6].

Las secuencias base  $\bar{r}_{u,v}(n)$  se dividen en dos grupos, donde  $u \in \{0,1, \dots, 29\}$  es el número de grupo y  $v$  es el número de secuencia base dentro del grupo, de modo que

cada grupo contiene una secuencia base ( $v = 0$ ) para cada longitud  $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ ,  $1 \leq m \leq 5$  y dos secuencias base ( $v = 0,1$ ) de cada longitud  $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ ,  $6 \leq m \leq N_{RB}^{max,UL}$

El número de la secuencia de grupo  $u$  en el slot  $n_s$  se define por el patrón de salto de grupo  $f_{gh}(n_s)$  y una secuencia de desplazamiento  $f_{ss}$  de acuerdo con [6]:

$$u = (f_{gh}(n_s) + f_{ss}) \bmod 30 \quad (1.13)$$

Hay 17 patrones de salto diferentes y 30 patrones de cambio de secuencia diferentes. El salto de grupo de secuencia se puede habilitar o deshabilitar mediante el parámetro específico de celda habilitado para salto de grupo proporcionado por capas superiores.

Para señales de referencia de longitud  $M_{sc}^{RS} \geq 6N_{sc}^{RB}$ , el número de secuencia base  $v$  dentro del grupo de secuencia base en la ranura  $n_s$  se define por:

$$v = \begin{cases} c(n_s) & \text{si el salto de grupo está deshabilitado y el salto de secuencia está habilitado} \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases} \quad (1.14)$$

Donde se da la secuencia pseudoaleatoria  $c(i)$  definida en la sección 7.2 de [6].

### 1.5.3.2 Generación de la Secuencia SRS

Mediante las ecuaciones (1.5), (1.6) y (1.7) la secuencia de la Sounding Reference Signal es:

$$r_{SRS}^{(\tilde{p})}(n) = r_{u,v}^{(a_{\tilde{p}})}(n) \quad (1.15)$$

El desplazamiento cíclico para cada puerto de antena  $\alpha_{\tilde{p}}$  está dado por:

$$\alpha_{\tilde{p}} = 2\pi \frac{n_{SRS}^{cs,\tilde{p}}}{8} \quad (1.16)$$

Donde  $n_{SRS}^{cs,\tilde{p}}$  se configura por separado para cada configuración periódica y de sondeo aperiódico mediante los parámetros de capa superior "cyclicShift" y "cyclicShift-ap", respectivamente, para cada UE y  $n_{SRS}^{cs,\tilde{p}} = \{0,1,2,3,4,5,6,7\}$  [6].

La secuencia se multiplicará por el factor de escala de amplitud  $\beta_{SRS}$  y mapeado en secuencia comenzando con  $r_{SRS}^{(\tilde{p})}(0)$  hasta una longitud definida por  $M_{sc,b}^{RS} = m_{SRS,b}N_{sc}^{RB}/2$ , donde  $m_{SRS,b}$  está dado por las tablas 5.5.3.2-1 hasta la 5.5.3.2-4 ubicadas en la recomendación 3GPP TS 36.211 v10.0.0 Release 10 [6].

En el Anexo A se encuentra un ejemplo de la secuencia generada al utilizar el procedimiento descrito.

#### 1.5.4 ARREGLO LINEAL UNIFORME

Uno de los arreglos más prácticos se forma colocando los elementos a lo largo de una línea de forma equidistante. Este es conocido como Arreglo Lineal Uniforme.

Un arreglo de elementos idénticos, todos de idéntica magnitud y cada uno con una fase progresiva, se denomina matriz uniforme [10].

Para el análisis, se supone que cada elemento es un radiador isotrópico, y la amplitud y fase de las señales transmitidas son controlables [11]. Sabemos que la radiación de campo lejano  $E_{ie}$  de dicho elemento isotrópico puede expresarse en general como:

$$E_{ie} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad (1.18)$$

Donde  $\beta$  es la constante de fase y  $r$  es la distancia a la que se encuentra la antena.

El campo es ortogonal a la dirección de propagación [12]. Por lo tanto, el campo total radiado de una matriz lineal isotrópica de  $N$  elementos  $E_{ia}$  se puede escribir como:

$$E_{ia} = \sum_{n=1}^N E_{ie} A_n e^{j\varphi_n} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sum_{n=1}^N A_n e^{j\varphi_n} = E_{ie} \sum_{n=1}^N A_n e^{j\varphi_n} \quad (1.19)$$

Donde  $A_n$  es la amplitud y  $\varphi_n$  es la fase relativa del elemento  $n$ .

La Figura 1.7 ilustra lo conseguido con la ecuación (1.19), donde al aumentar la cantidad de elementos la fase relativa  $\varphi_n$  decrece obteniendo un mejor patrón.

El segundo término de la ecuación (1.19) se denomina factor del arreglo  $AF$ , es decir:

$$AF = \sum_{n=1}^N A_n e^{j\varphi_n} \quad (1.20)$$

El Factor del Arreglo es una función de las posiciones de las antenas en la agrupación. Permite que el rendimiento del conjunto de antenas pueda optimizarse para lograr propiedades deseables. Por ejemplo, el conjunto de antenas se puede dirigir, es decir, cambiar la dirección de máxima radiación o recepción.

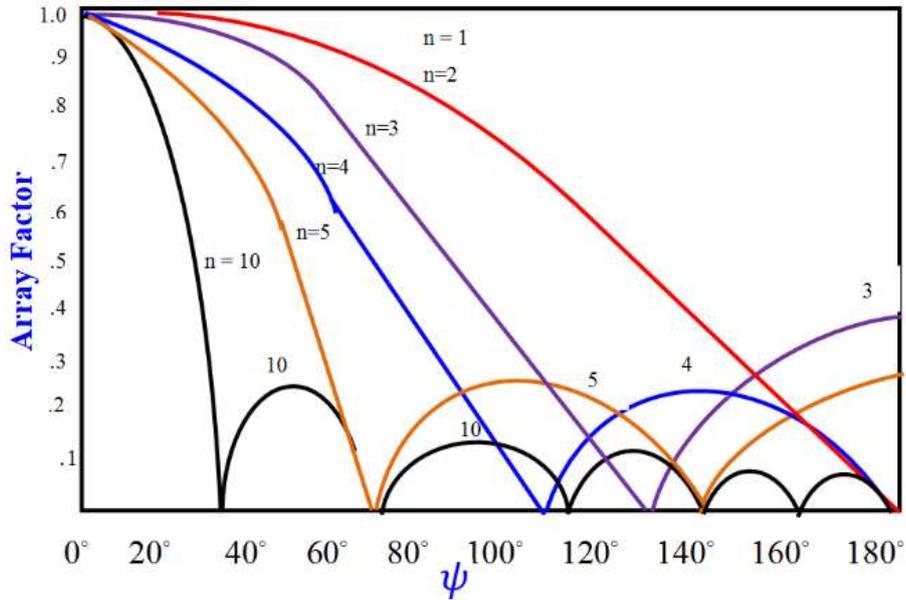


Figura 1.7. Patrón de radiación de la matriz de 10 elementos isotrópicos [13].

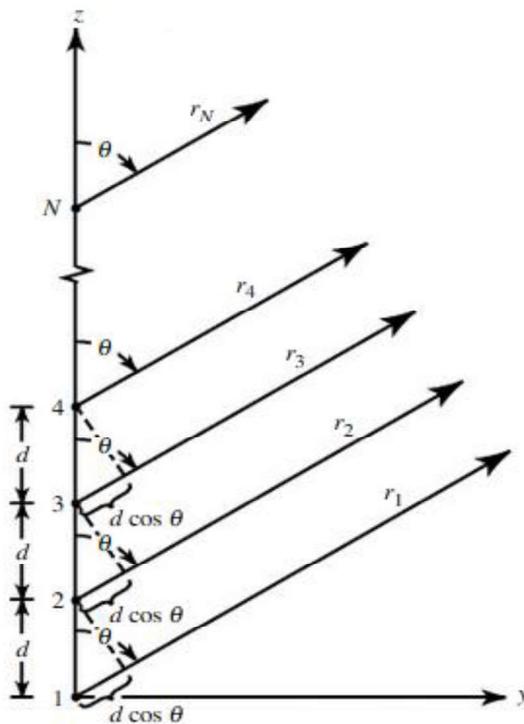


Figura 1.8. Representación de un Arreglo Lineal Uniforme con N elementos. [10]

Como se muestra en la Figura 1.8, el espaciado entre los elementos es una constante  $d$  y si se asume que todas las magnitudes tienen un mismo valor, pero en cada elemento subsiguiente se tiene un avance de fase progresiva  $\varphi_0$  en relación con la anterior, esta matriz se denomina matriz uniforme. Usando la Figura 1.8, el factor del arreglo en este caso es [11]:

$$\begin{aligned}
AF &= \sum_{n=1}^N A_n e^{j\varphi_n} = 1 + e^{j(\beta d \sin \theta + \varphi_0)} + e^{j2(\beta d \sin \theta + \varphi_0)} + \dots + e^{j(N-1)(\beta d \sin \theta + \varphi_0)} \\
&= \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \sin \theta + \varphi_0)} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\Psi}
\end{aligned} \tag{1.21}$$

Donde  $\Psi = \beta d \sin \theta + \varphi_0$  es la diferencia de fase entre dos elementos adyacentes y el primer elemento es tomado como referencia [11]. Simplificando las series geométricas se obtiene:

$$AF = \frac{1 - e^{jN\Psi}}{1 - e^{j\Psi}} = e^{j[(N-1)/2]\Psi} \left[ \frac{\sin(N\Psi/2)}{\sin(\Psi/2)} \right] \tag{1.22}$$

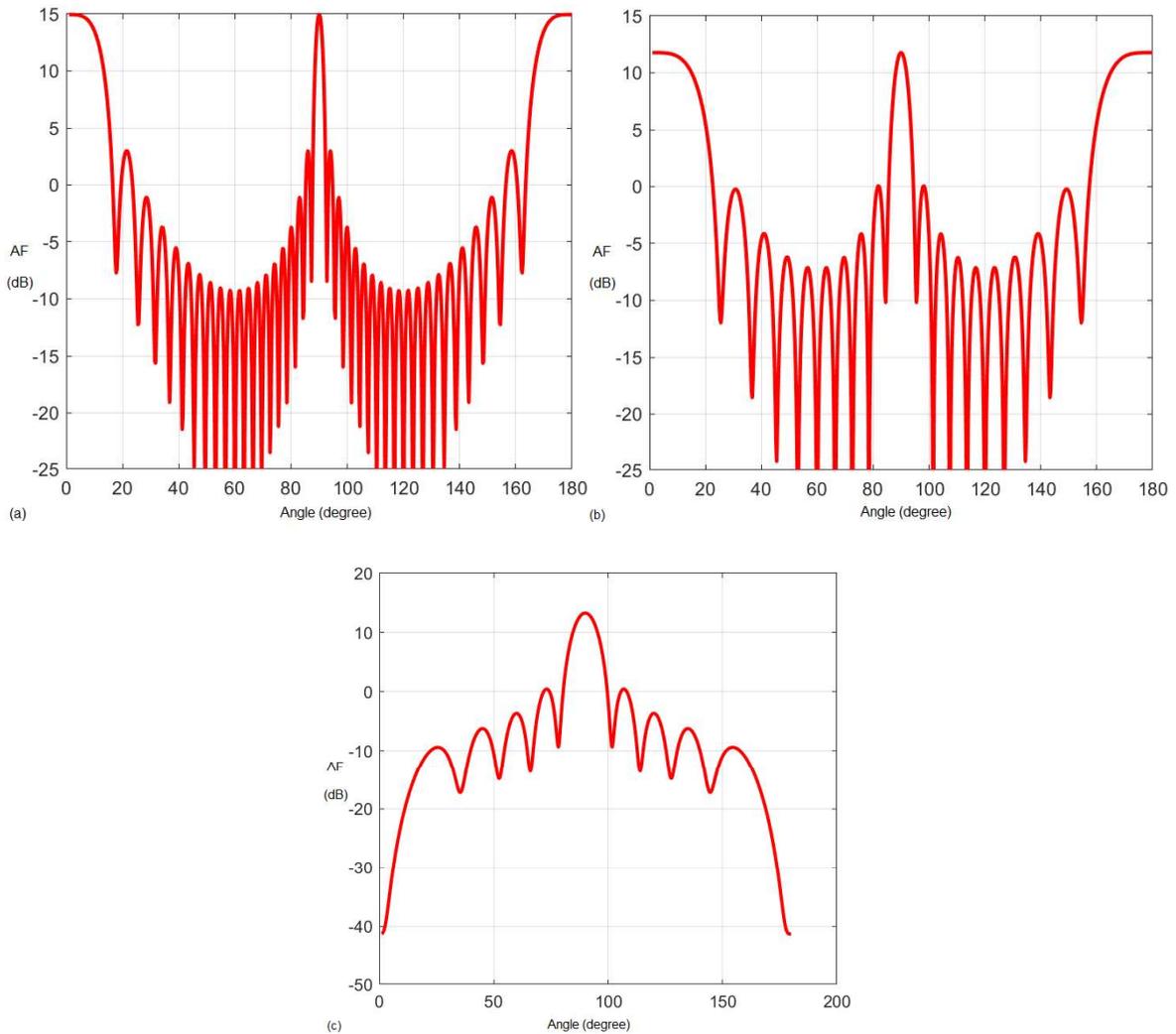
Normalizando la ecuación 1.22, el factor del arreglo es:

$$AF_n = \frac{1}{N} \left[ \frac{\sin(N\Psi/2)}{\sin(\Psi/2)} \right] \tag{1.23}$$

El factor normalizado  $AF_n$  en dB, como una función de  $\theta$  en grados para  $\varphi_0 = 0$  se representa en la Figura 1.9. El máximo en  $\theta = 90^\circ$  es el lóbulo principal. Los otros máximos se llaman lóbulos de rejilla [11]. En general, los lóbulos de la rejilla son indeseables, porque la mayoría de las aplicaciones requieren un solo haz enfocado.

Según la Figura 1.9 c, al utilizar una separación  $d = \lambda/2$ , se consigue el mejor patrón de radiación debido a que solo existirá un máximo en  $90^\circ$ , a diferencia de las Figuras 1.9 a y 1.9 b.

La salida del arreglo variará en función del ángulo de llegada de una onda plana incidente. De esta manera, la matriz se comporta como un filtro espacial, es decir, filtra las señales entrantes en función de su ángulo de llegada. La ecuación (1.23) es una función del ángulo de llegada de una onda en relación con el arreglo. Además, si la matriz está transmitiendo, el patrón de radiación tendrá una forma idéntica al patrón de recepción, debido a la reciprocidad.



**Figura 1.9.** Factores de la antena en función del ángulo  $\theta$  para  $\varphi_0 = 0$  (a)  $N = 20$  y  $d = \lambda$ ; (b)  $N = 10$  y  $d = \lambda$ ; (c)  $N = 10$  y  $d = \lambda/2$ .

En la Figura 1.8 se mostró, un arreglo de  $N$  elementos separados una distancia  $d$  y un ángulo de incidencia  $\theta$  considerando condiciones de campo lejano. Además se puede determinar que el retardo  $t$  sufrido entre elementos es:

$$t = \frac{d \cos \theta}{c} \quad (1.24)$$

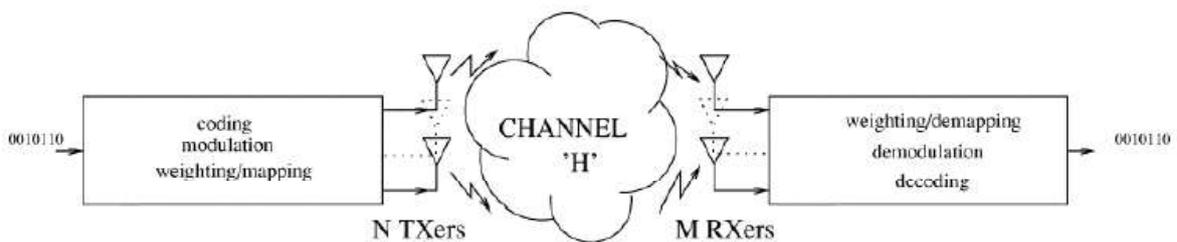
Donde  $c = 3 \times 10^8$  [m/s] es la velocidad de propagación de la luz.

Para el caso de un receptor con un Arreglo Lineal Uniforme, las señales incidentes serán ondas planas, es decir, cada uno de los elementos del arreglo receptorá la misma señal pero con diferente fase cuando  $\theta \neq 90^\circ$ .

### 1.5.5 SISTEMAS MIMO

MIMO es el acrónimo en inglés de Multiple-input Multiple-output. Se refiere específicamente a la forma como son manejadas las ondas de transmisión y recepción en antenas para dispositivos inalámbricos.

Por ejemplo, se considera un enlace para el cual el extremo transmisor y el extremo receptor estén equipados con arreglos de antenas (múltiples elementos) como se ilustra en la Figura 1.10.



**Figura 1.10** Diagrama de un sistema de transmisión inalámbrica MIMO. El transmisor y el receptor están equipados con múltiples elementos de antena [14].

Las señales en las antenas de transmisión (TX) en un extremo y las antenas de recepción (RX) en el otro extremo están "combinadas", de tal manera que la calidad (BER) o la velocidad de datos de la comunicación para cada usuario MIMO se mejorará [14]. Dicha ventaja se puede utilizar para aumentar significativamente la calidad de servicio (QoS) de la red.

Los sistemas de comunicación MIMO tratan de obtener enlaces de comunicaciones inalámbricas de alta velocidad de datos y proporcionar enlaces de alta velocidad que posean buena calidad de servicio. Para lo cual mejoran la capacidad del canal y minimizan la probabilidad de errores.

Una característica clave de los sistemas MIMO es la capacidad de convertir la propagación de múltiples rutas en un beneficio para el usuario. Aprovecha efectivamente el desvanecimiento aleatorio [15] para multiplicar las tasas de transferencia.

MIMO ofrece la posibilidad de una mejora en el rendimiento de la comunicación inalámbrica sin costo de espectro adicional. Esto ha impulsado el progreso en áreas tan diversas como [15]:

- Modelamiento de canales.

- Teoría de la información y codificación.
- Procesamiento de la señal.
- Diseño de antenas.
- Diseño celular multi-antena.

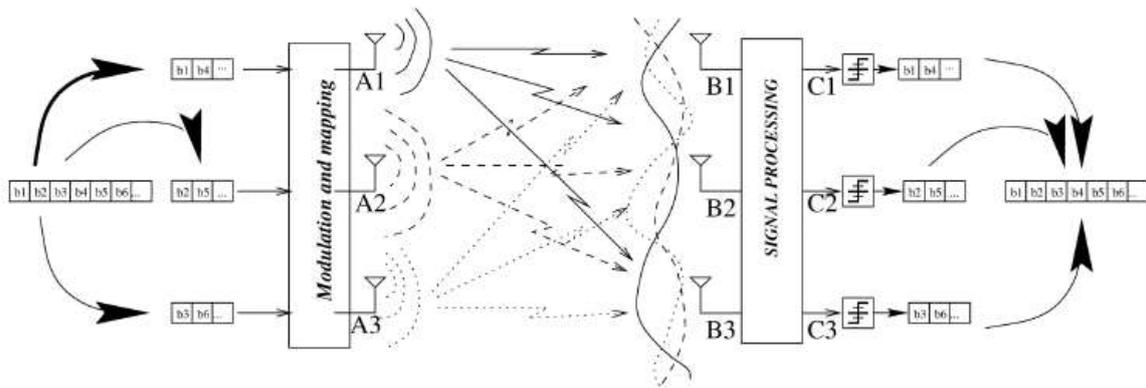
Además posibilita el uso de múltiples técnicas de antenas que se pueden clasificar en dos categorías:

- Técnicas de diversidad: Para mejorar la confiabilidad de la transmisión, estas técnicas pretenden recibir las mismas señales portadoras de información en las múltiples antenas o transmitir las mismas señales de información desde múltiples antenas.
- Técnicas de multiplexación espacial: Múltiples flujos de datos independientes se transmiten simultáneamente por las múltiples antenas de transmisión, logrando así una mayor velocidad de transmisión

El funcionamiento básico de un sistema de comunicación MIMO con multiplexación espacial se puede observar en la Figura 1.11. Una fuente digital comprimida en forma de flujo de datos binarios se alimenta a un bloque de transmisión simplificado que abarca las funciones de codificación de control de errores, asignación a símbolos de modulación complejos (QPSK, M-QAM). El bloque transmisor produce varios flujos de símbolos separados que pueden ser: Independiente, parcialmente redundante, totalmente redundante. Cada flujo se asigna o mapea a una de las antenas de transmisión.

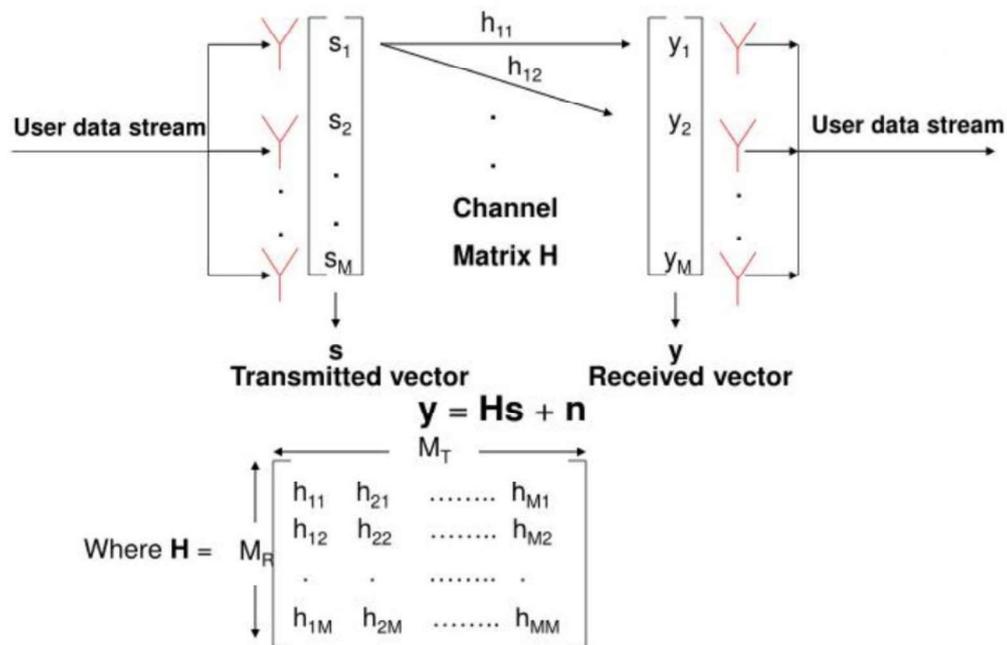
El nivel de inteligencia, complejidad y conocimiento a priori del canal utilizado en la selección de los algoritmos de codificación y mapeo de antenas puede variar mucho dependiendo de la aplicación. El mapeo puede incluir: ponderación espacial lineal de los elementos de la antena o pre-codificación de espacio de la antena lineal. Después de la conversión de frecuencia ascendente, el filtrado y la amplificación, las señales se envían al canal inalámbrico.

En el receptor, las señales son capturadas posiblemente por múltiples antenas y se realizan operaciones de demodulación y de-mapeadas para recuperar el mensaje.



**Figura 1.11.** Esquema básico de multiplexación espacial (SM) con tres antenas TX y tres RX que producen una mejora triple en la eficiencia espectral [14].

En la Figura 1.11, un flujo de bits de alta velocidad (izquierda) se descompone en tres secuencias de bits de 1/3 de velocidad independientes. Los tres flujos de bits se transmiten simultáneamente utilizando múltiples antenas. Los flujos consumen un tercio del espectro nominal. Las señales se transmiten y, naturalmente, se mezclan en el canal inalámbrico, ya que utilizan el mismo espectro de frecuencias. En el receptor, después de haber identificado la matriz del canal de mezcla a través de los símbolos de entrenamiento, los flujos de bits individuales se separan y se estiman.



**Figura 1.12.** Modelo de un Sistema MIMO [16].

Todo lo expuesto anteriormente puede ser representado por el modelo mostrado en la Figura 1.12, en la cual  $h_{ij}$  es una variable aleatoria gaussiana compleja que modela el desvanecimiento experimentado entre la antena transmisora "i" y la antena receptora "j".

## 2. METODOLOGÍA

Para la realización de este proyecto se parte de la siguiente hipótesis: por la disponibilidad de una gran cantidad de elementos receptores en un sistema MASSIVE MIMO<sup>1</sup> es posible la determinación de la dirección de arribo en 2D de señales incidentes de estaciones de usuario con una exactitud aceptable y requerimientos reducidos de hardware en una red de comunicación.

Para el desarrollo del proyecto, primeramente se procedió a escoger una señal conocida en sentido uplink que se emita con cierta regularidad. Esta señal es la Sounding Reference Signal (SRS), y se asume que se encuentra sincronizada en el primer elemento del arreglo.

También se asume que existe un único equipo transmisor de usuario que se encuentra lo suficientemente alejado del receptor para que la señal receptada posea las características necesarias para ser procesada.

### 2.1. SIMULACIÓN DE LA SEÑAL (SRS)

Para la generación de la señal SRS se recurrió al software Matlab™ y a su “*LTE Toolbox™, el cual proporciona funciones y aplicaciones compatibles con el estándar para el diseño, simulación y verificación de los sistemas de comunicaciones LTE, LTE-Advanced y LTE-Advanced Pr.*” [6].

**Tabla 2.1.** Parámetros de configuración para la señal SRS en Matlab.

<b>chs.BWConfig</b>	<b>chs.BW</b>	<b>chs.CyclicShift</b>	<b>chs.SeqGroup</b>	<b>chs.SeqIdx</b>	<b>chs.ConfigIdx</b>
7	0	0	0	0	7

**Tabla 2.2.** Parámetros de configuración para el equipo móvil en Matlab.

<b>ue.DuplexMode</b>	<b>ue.CyclicPrefixUL</b>	<b>ue.NTxAnts</b>	<b>ue.NFrame</b>	<b>ue.NULRB</b>	<b>ue.NSubframe</b>
FDD	Normal	1	0	15	0

Con esta herramienta solo es necesario insertar los parámetros que se requieren [6] para la transmisión de la señal, resumidos en las Tablas 2.1 y 2.2, como se muestra a continuación:

---

<sup>1</sup> Sistema MIMO compuesto por varias decenas de antenas.

```

chs.BWConfig = 7;           %Configuración de ancho de banda SRS
chs.BW = 0;                 %Ancho de banda SRS específico del UE
chs.CyclicShift = 0;       %UE-specific cyclic shift
chs.SeqGroup = 0;          %Número de grupo de secuencia SRS
chs.SeqIdx = 0;            %Número de secuencia base
chs.ConfigIdx = 7;         %Índice de configuración de periodicidad

ue.DuplexMode = 'FDD';     %Duplexación
ue.CyclicPrefixUL = 'Normal'; %Longitud del prefijo cíclico
ue.NTxAnts = 1;            %Número de antenas de transmisión
ue.NFrame = 0;             %Número de trama inicial
ue.NULRB = 15;            %Número de resource blocks
ue.NSubframe = 0;         %Número de subtrama

```

En donde “chs.BWConfig = 7” es la configuración del ancho de banda de la señal SRS con el valor dado por las tablas 5.5.3.2-1 hasta la 5.5.3.2-4 ubicadas en la recomendación 3GPP TS 36.211 v10.0.0 Release 10 [6]. De la misma forma, el comando “chs.BW = 0” obedece a las tablas anteriormente mencionadas.

El comando “chs.CyclicShift = 0” corresponde al valor  $n_{SRS}^{cs,p}$ , discutido en la sección 1.5.2.2.

En la sección 1.5.2.1 se encuentra el definido el valor “u”, que es el número de secuencia de grupo, el cual es representado por el comando “chs.SeqGroup = 0”. En la misma sección está el número de secuencia base “v”, que se configura mediante el comando “chs.SeqIdx = 0”.

El índice de configuración de periodicidad definido en [6], se controla mediante el comando “chs.ConfigIdx = 7”.

Para simular la transmisión desde el terminal es necesario escoger el tipo de duplexación que se utilizará, esto mediante el comando “ue.DuplexMode = 'FDD'”. Además de la longitud del prefijo cíclico con el código “ue.CyclicPrefixUL = 'Normal'”. También el número de antenas transmisoras con “ue.NTxAnts = 1”.

Luego se configura la trama en la que iniciaremos la transmisión de la señal con “ue.NFrame = 0”, y la subtrama en la que enviaremos la señal utilizando “ue.NFrame = 0”.

Finalmente se escoge la cantidad de resource blocks que se desean asignar mediante el comando “ue.NULRB = 15”.

Con los parámetros anteriores se genera una señal SRS con un ancho de banda de 3 MHz, utilizando la configuración predeterminada de SRS [5].

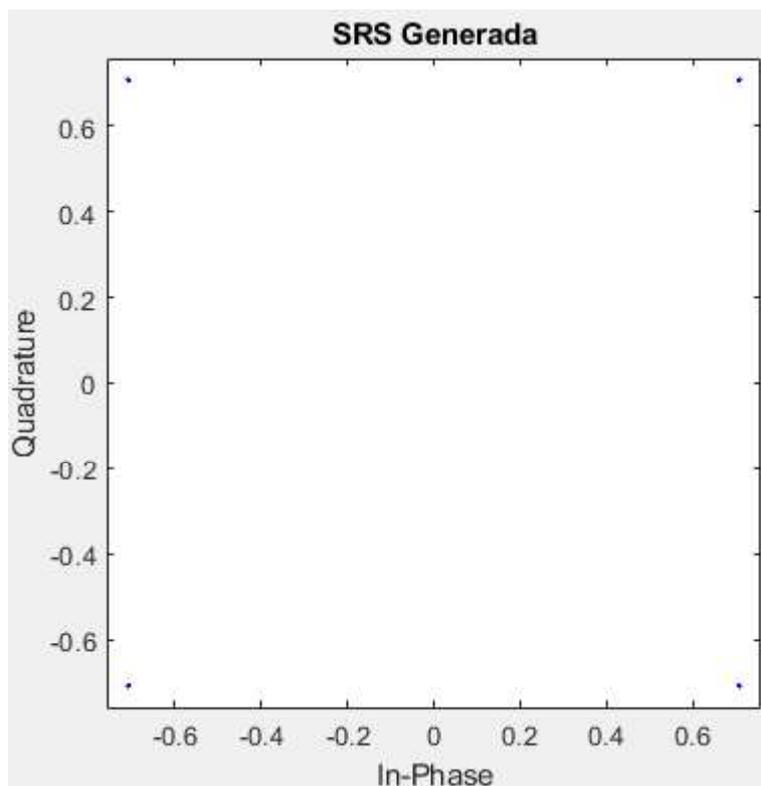
Una vez introducidos estos valores se utiliza el siguiente comando:

```
seq = lteSRS(ue,chs);
```

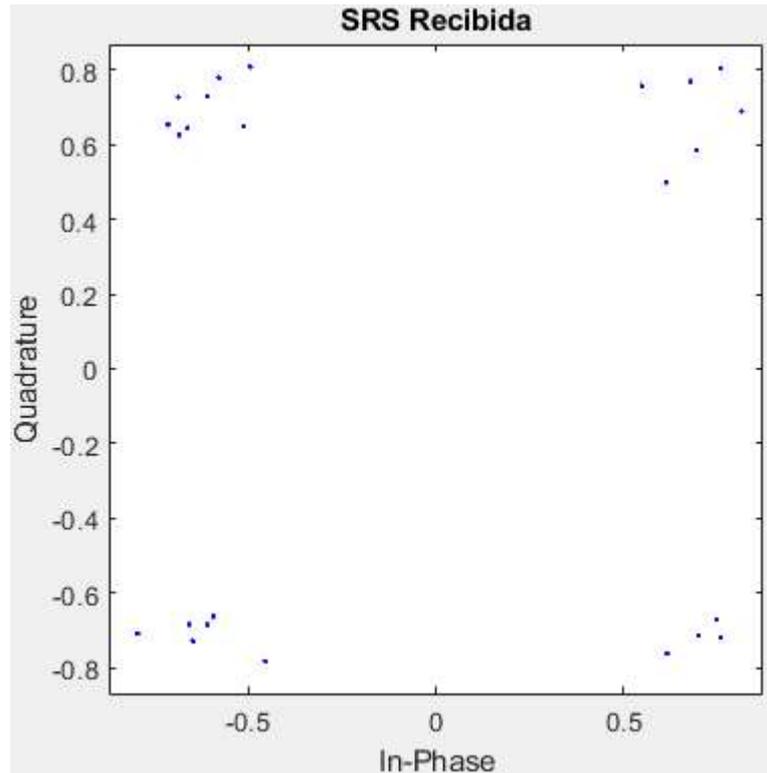
Dicho comando devuelve una matriz compleja “seq”, que contiene valores SRS y una matriz de información que contienen configuraciones específicas de UE y parámetros de configuración para la transmisión de señal [17].

En la Figura 2.1 se muestra el diagrama de constelación obtenido, en el cual podemos comprobar que la señal cumple con las condiciones establecidas en [6] y se comprueba al simular la señal con el software ADS™, cuyos resultados se encuentran en el Anexo B.

Para llevar la señal a un escenario real se le añade ruido blanco y en la Figura 2.2 se observa la señal con la que se trabajará.



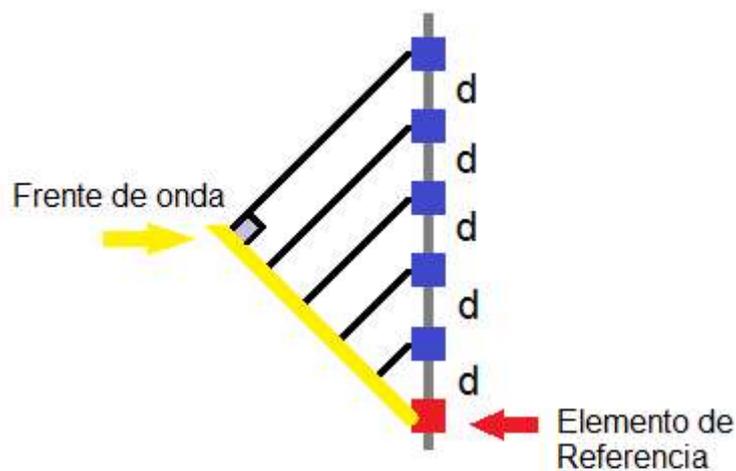
**Figura 2.1.** Diagrama de constelación de la señal SRS simulada.



**Figura 2.2.** Diagrama de Constelación de la señal SRS con SNR de 20 dB.

## 2.2. SIMULACIÓN DEL ARREGLO LINEAL DE ANTENAS

En este punto se tomó en cuenta la separación entre elementos  $d = \lambda/2$ , para obtener la máxima ganancia del arreglo [14], y un ángulo de incidencia objetivo, usado para comprobar el algoritmo, con lo cual se puede calcular el retardo que sufre el frente de onda en cada elemento respecto al elemento de referencia.



**Figura 2.3.** Arribo del frente de onda en el arreglo.

En la Figura 2.3 se puede apreciar que cuando el frente de onda llega al primer elemento del arreglo transcurre un tiempo hasta que pueda ser recibido en los demás elementos; si asumimos un ángulo de llegada, y como conocemos la distancia “ $d$ ”, se puede calcular la distancia extra que recorre la señal, gracias al triángulo rectángulo que se forma.

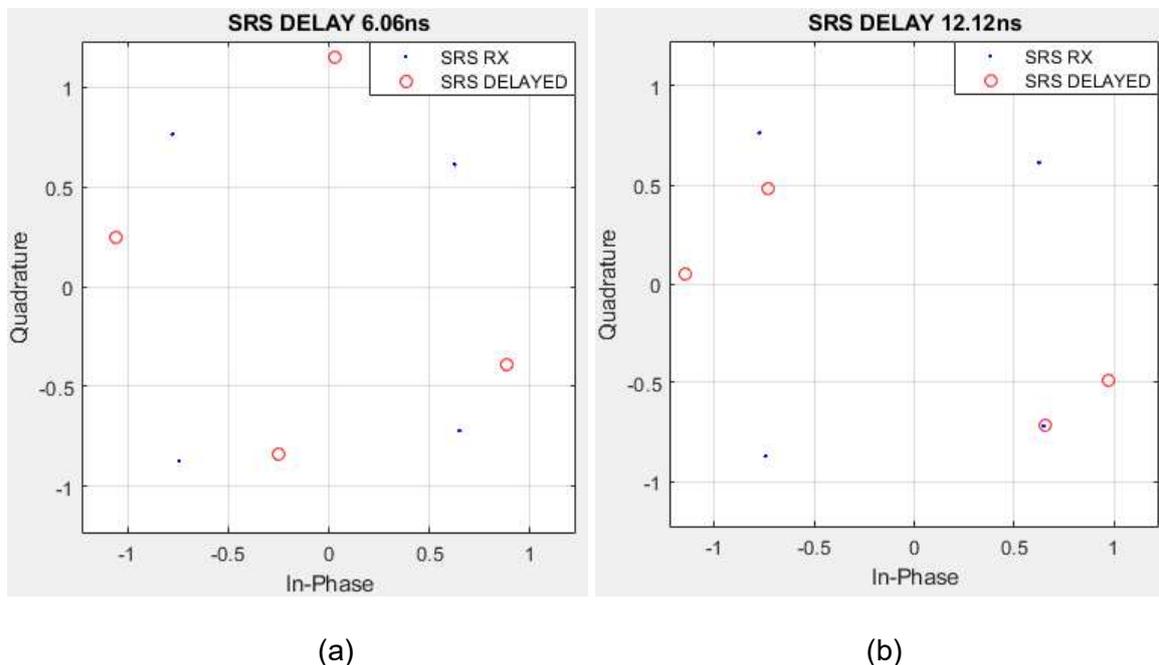
A continuación se muestra un ejemplo cuyo resultado aplicado a los cuatro primeros valores de la señal SRS se encuentran en la Figura 2.4.

Si asumimos un ángulo de treinta grados, una separación entre elementos de 7cm obtenemos lo siguiente:

$$\cos 30 = \frac{0.07m}{x} \quad (2.1)$$

$$t = \frac{x}{c} \quad (2.2)$$

Donde  $x$  es la distancia extra recorrida por la señal,  $t$  es el retardo experimentado y  $c$  es la velocidad de la luz.



**Figura 2.4.** (a) Primeros cuatro valores de la señal recibida en el tercer elemento.  
 (b) Primeros cuatro valores de la señal recibida en el sexto elemento.

Los cuatro primeros valores representados en los diagramas de constelación se presentan en la Tabla 2.3.

**Tabla 2.3.** Retardos de la señal

Elemento de Referencia	Tercer Elemento	Sexto Elemento
0.6483 - 0.7196i	0.8860 - 0.3912i	0.6525 - 0.7158i
-0.7763 + 0.7631i	-1.0590 + 0.2521i	0.9718 - 0.4906i
0.6253 + 0.6129i	-0.2501 - 0.8391i	-0.7327 + 0.4794i
-0.7448 - 0.8719i	0.0280 + 1.1464i	-1.1453 + 0.0560i

Para los elementos que están separados una distancia mayor o igual a  $2d$ , es necesario utilizar un factor de corrección al momento de calcular los ángulos en el diagrama de constelación; esto es debido a que la distancia angular es mayor a  $2\pi$ .

En las siguientes líneas de código se muestra el proceso aplicado para la corrección, En donde  $k$  indica el número de elementos menos uno (elemento de referencia) y el valor de 49 es el ángulo crítico para el cuarto y quinto elemento, mientras que 37 es el ángulo crítico para el sexto elemento.

```

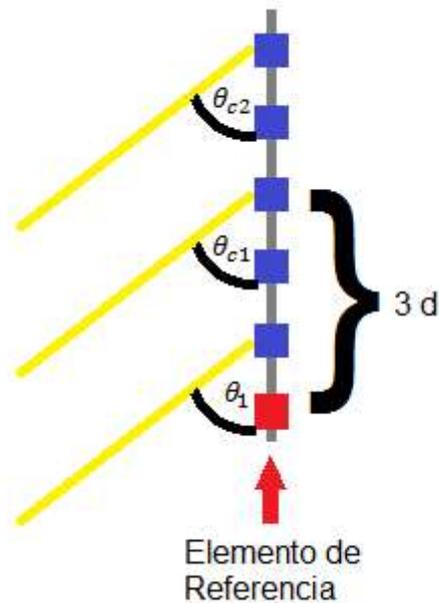
if k>2
    if mean(inc)<49
        theta=theta-2*pi;%Compensación para el 4° y 5° elemento
    end
end

if k>4
    if mean(inc)<37
        theta=theta-2*pi;%Compensación angular para el 6° elemento
    end
end

```

Es necesario resaltar que esta corrección se debe colocar cada dos elementos cuando la separación entre antenas es  $d = \lambda/2$ , y depende de un ángulo crítico, el cual fue determinado mediante las pruebas realizadas. A partir de dicho ángulo, mientras el valor angular decrece, las diferencias angulares<sup>2</sup>, que serán discutidas en la sección 2.3, aumentan y son mayores a  $2\pi$  radianes, lo cual no es posible determinar sin las correcciones pertinentes. Además para este particular valor de “ $d$ ”, el ángulo crítico es diferente y decrece cada dos elementos. Por ejemplo, para el caso del cuarto elemento de la agrupación de antenas, se encuentra a una distancia  $d = 3\lambda/2$  y al realizar las pruebas pertinentes se encontró que a partir de los 49° hacia abajo, el algoritmo presenta errores.

<sup>2</sup> Diferencia entre el ángulo de un punto del elemento de referencia y el ángulo de su punto equivalente en otro elemento dentro del diagrama de constelación.



**Figura 2.5.** Representación del ángulo crítico en el cuarto y sexto elemento del arreglo.

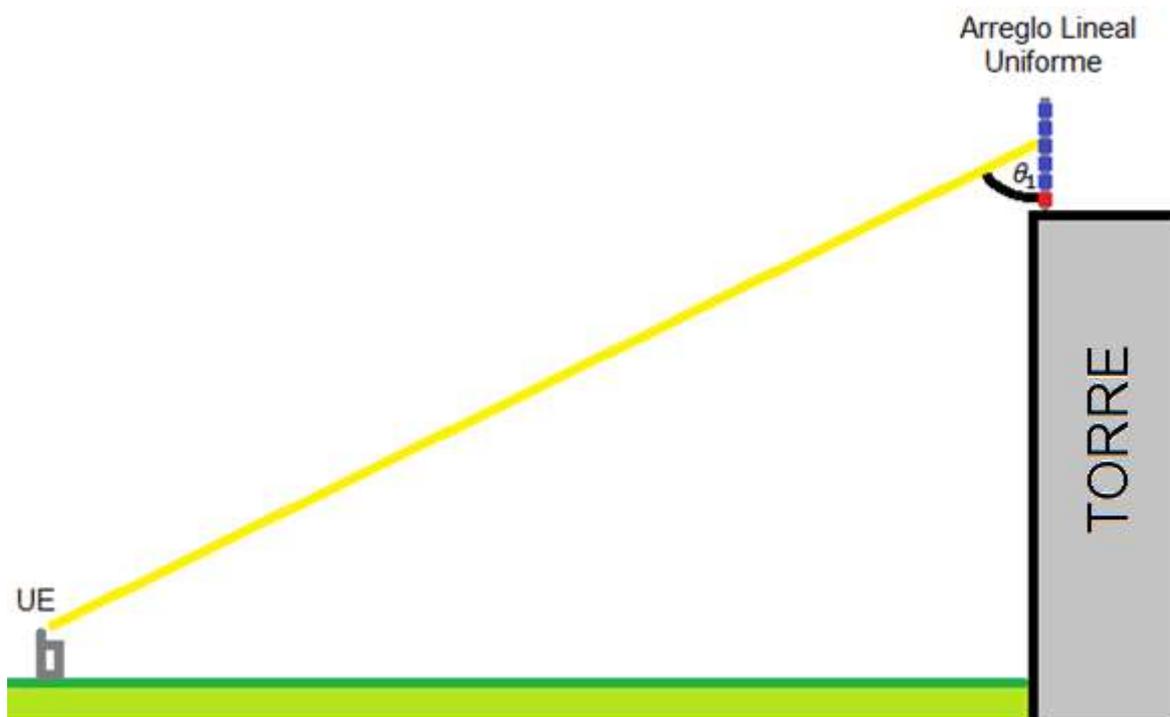
En la figura 2.5, los ángulos  $\theta_{c1}$  y  $\theta_{c2}$  son los ángulos críticos del tercer y quinto elemento respectivamente y son diferentes.

Este procedimiento se lo realiza para cada uno de los valores de la matriz SRS y en cada uno de los cinco elementos del arreglo. Para el caso de un ancho de banda de 3 MHz se obtiene una matriz SRS de veinte y cuatro (24) valores con lo que obtenemos ciento veinte (120) ángulos DoA y para el caso de 20 MHz son mil cuatrocientos cuarenta (1440) resultados debido a que se genera una matriz SRS con doscientos ochenta y ocho (288) valores. Con estos datos procedemos a sacar un promedio y así tenemos un único ángulo de incidencia.

Mediante este proceso, es posible encontrar el ángulo de llegada cuando el arreglo se encuentra en posición vertical, siempre y cuando se asuma que el equipo transmisor no se encuentre a la misma altura del receptor, como se muestra en la figura 2.5.

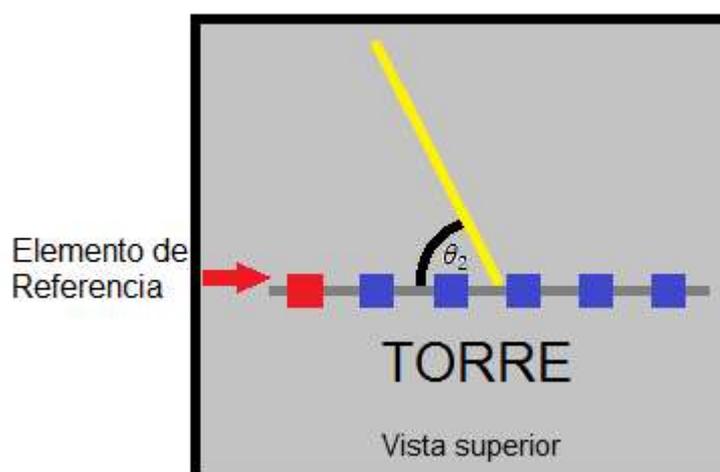
Al observar la figura 2.5, cuando el equipo de usuario (UE) transmite la señal SRS, es posible detectar el ángulo  $\theta_1$ , el cual puede ser utilizado como ángulo de inclinación, también conocido como tilt, para direccionar el lóbulo de radiación de las antenas.

Con el ángulo de inclinación y la altura de las antenas se puede conocer la distancia a la que está el UE, pero para conocer la localización exacta hace falta el ángulo  $\theta_2$  en el plano horizontal, el cual será calculado cuando el arreglo se encuentre en posición horizontal como se muestra en la figura 2.6.



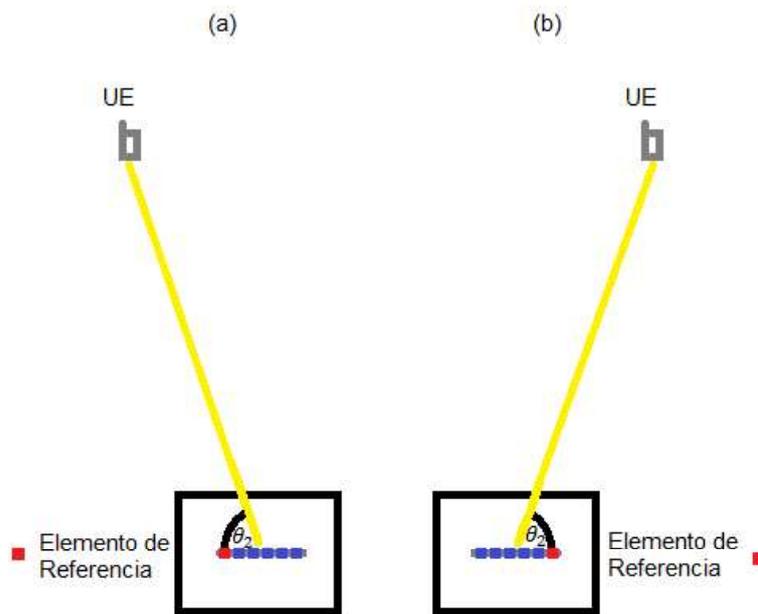
**Figura 2.5.** Representación de la detección del ángulo de incidencia  $\theta_1$  con un arreglo vertical.

En este punto existe un problema, en la figura 2.6, si el ángulo  $\theta_2$  llega a ser un valor mayor a  $90^\circ$ , las diferencias angulares que utiliza el algoritmo, las mismas que serán explicadas con más detalle en la sección 2.3, serán mayores a uno (1). Este valor será utilizado como argumento de la función arco-coseno y, debido a la naturaleza compleja de las funciones trigonométricas [18], el valor angular será un número complejo.



**Figura 2.6.** Ángulo de incidencia horizontal  $\theta_2$ .

Este inconveniente se puede solucionar de diferentes formas, por ejemplo añadir lazos y condiciones similares a las correcciones introducidas para compensar el ángulo crítico descritas en la página 23. Pero la solución que se propone en este trabajo es utilizar el valor imaginario como una condición que cambiará el elemento de referencia y mantendrá el valor de  $\theta_2$  menor a  $90^\circ$ , como se muestra en la Figura 2.7.



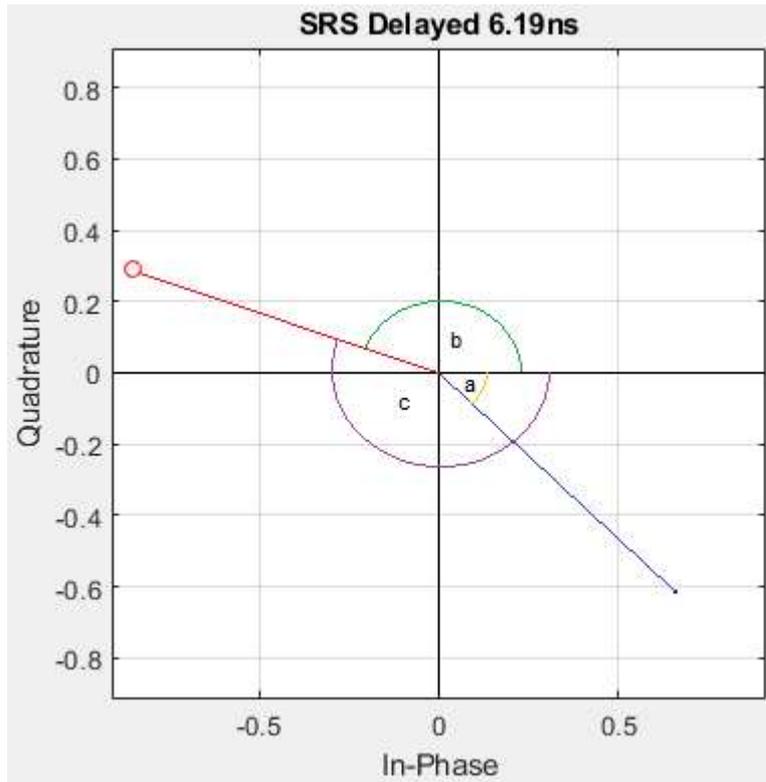
**Figura 2.7.** Representación del ángulo  $\theta_2$ . (a) Elemento de referencia a la izquierda. (b) Elemento de referencia a la derecha.

El cambio de elemento de referencia se realizará mediante hardware, por lo cual no se introducirán líneas de código referentes a este tema y se tendrá un algoritmo único para determinar los ángulos  $\theta_1$  y  $\theta_2$ .

Con la obtención del ángulo  $\theta_2$  y el ángulo  $\theta_1$ , se puede determinar la ubicación del UE para direccionar el lóbulo de radiación. Además, al conocer la altura del receptor es posible establecer la posición geográfica del UE.

### 2.3. CÁLCULO DEL ÁNGULO DE INCIDENCIA

Para la simulación, partimos de la señal SRS obtenida anteriormente, es decir, utilizamos la matriz de valores complejos que llamaremos "srs". Para un caso real, esta matriz debe ser obtenida mediante la aplicación de la Transformada de Fourier a partir de las muestras de la señal SRS sincronizada en un elemento de referencia.



**Figura 2.8.** Primer valor de la señal SRS (azul) y su retardo (rojo).

A continuación se obtienen los ángulos de los valores complejos en todos los elementos de la agrupación de antenas (arreglo). En la Figura 2.8 se muestran los ángulos obtenidos del primer valor de la señal SRS (azul) y su equivalente en el segundo elemento del arreglo (rojo).

Como podemos observar, el ángulo obtenido en el segundo elemento del arreglo sería el ángulo “b”, o su complemento el ángulo “c”, por lo cual se procede a introducir el siguiente correctivo en el código:

```
for y=1:s(1,1)
    if thetasrs(y,1)<theta(y,k)
        v=theta(y,k)-(2*pi);
        theta(y,k)=v;
    end
end
```

Donde “s(1,1)” es el tamaño de la matriz srs, thetasrs es la matriz que contiene todos los ángulos de los valores srs y theta es la matriz de los ángulos en cada uno de los elementos.

A continuación procedemos a calcular la diferencia (*dif*) entre los ángulos “a” y “c”, con lo cual obtenemos un desplazamiento angular con el uso de la relación 2.3:

$$\frac{dist}{dif} = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.3)$$

Donde *dist* es la distancia que recorre la señal desde que llega al elemento de referencia hasta que es recibida por otro elemento del arreglo. Siendo *dif* la diferencia angular previamente calculada y  $\lambda$  es la longitud de onda.

A partir de la relación 2.3, podemos decir que si la señal recorre  $\lambda$  metros en  $2\pi$  radianes, entonces recorrerán *dist* metros en *dif* radianes.

Con la distancia encontrada procedemos a utilizar la relación 2.4, que establece que si se recorren  $\lambda$  metros en un tiempo *t*, entonces se recorrerán *dist* metros en un tiempo *tr*.

$$\frac{tr}{dist} = \frac{t}{\lambda} \quad (2.4)$$

En donde  $\lambda$  es la longitud de onda, *t* es el período de la señal, *dist* es la distancia que recorre la señal desde que llega al elemento de referencia hasta que es recibida por otro elemento del arreglo y *tr* es el tiempo transcurrido.

Al encontrar *tr* utilizamos la ecuación 2.5 para hallar el ángulo de incidencia.

$$inc = \cos^{-1} \left( \frac{|tr \cdot c|}{(z-1)d} \right) \quad (2.5)$$

En la cual, *c* es la velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  m/s), *z* es el número de elemento en el que se calcula y *d* es la separación entre los elementos.

Cabe señalar que la ecuación 2.5 es resultado directo del triángulo ilustrado en la Figura 2.3.

Además, es posible calcular el ángulo de incidencia directamente a partir del resultado obtenido de la relación 2.3 pero, para propósitos de ordenamiento de datos es preferible el uso de las ecuaciones 2.4 y 2.5.

Como se mencionó en la sección 2.2, el valor del ángulo *inc* puede ser complejo. Por esto, se introduce una condición. Dicha condición hará que el algoritmo regrese a la recopilación de las muestras de la señal, y en caso de que se trate del arreglo horizontal, se cambie de elemento de referencia.

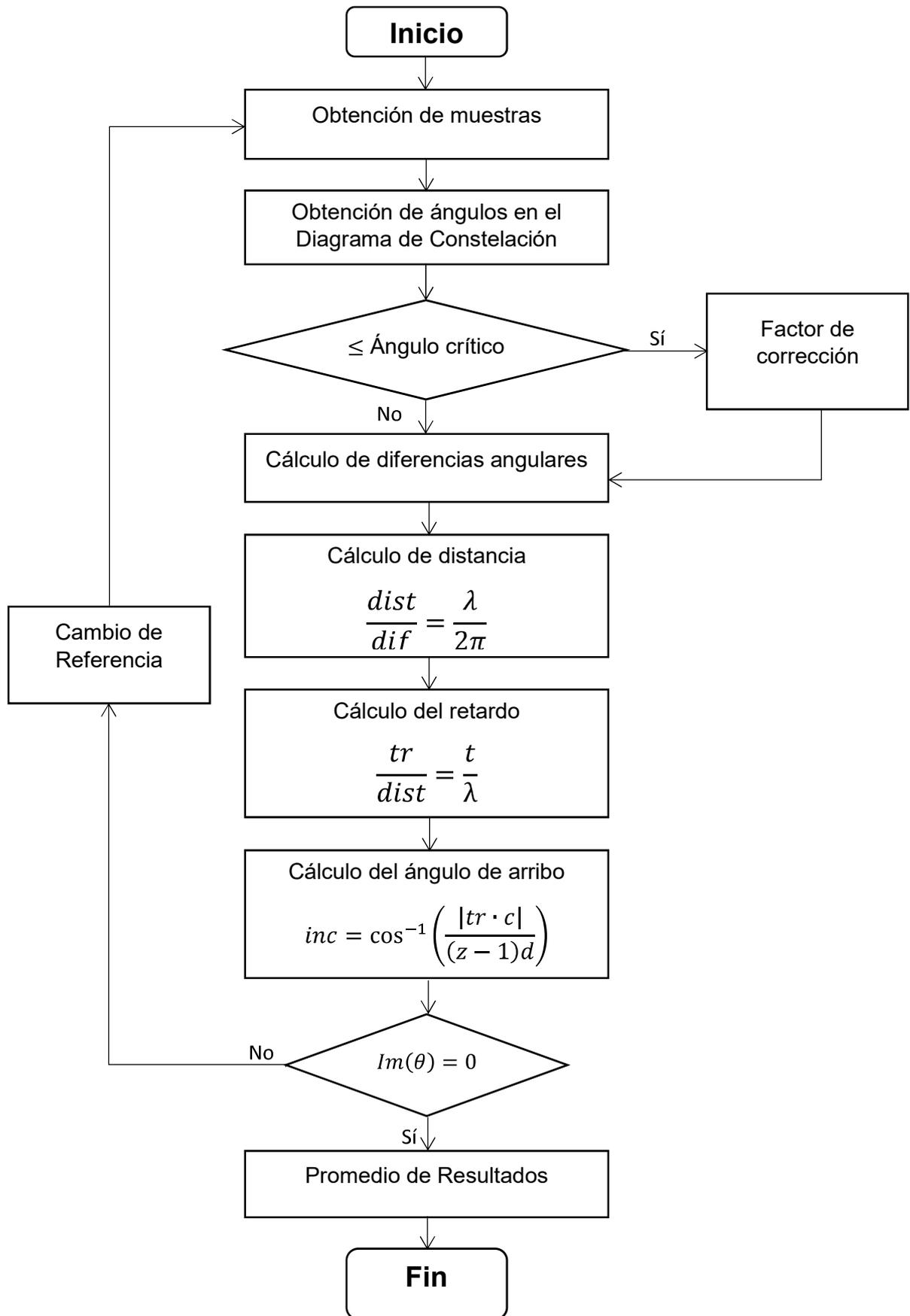


Figura 2.9. Algoritmo propuesto para detección del DoA en el dominio de la frecuencia.

La figura 2.9 resume al algoritmo a ser implementado mediante un diagrama de flujo.

En el Anexo C se detalla el código del algoritmo propuesto.

## **2.4. RESPUESTA DEL ALGORITMO AL RUIDO**

Debido a las imperfecciones del canal inalámbrico existe la posibilidad de que el algoritmo falle, es por esto que se realizaron varias pruebas para determinar una relación señal a ruido mínima.

Primero asumimos una estación base con un arreglo a veinte y cinco metros (25 m) de altura que cubre una microcelda de doscientos metros (200 m) de radio. Con estos parámetros se obtiene que a distancias mayores de cien metros (100 m) la variación de más de un grado ( $1^\circ$ ) no es aceptable, ya que esto representaría un error de más de diez metros (10 m), lo cual es problemático en el borde de la celda. Por ejemplo, en el borde de la celda se obtiene un ángulo aproximado de  $83^\circ$ ; si aumenta  $1^\circ$ , geoméricamente se obtiene que la distancia es de 238 m, la misma que estaría fuera de la celda.

Para generar la señal SRS, se utilizarán los anchos de banda estandarizados para LTE (1.4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz) [19].

Para probar el algoritmo, se estableció un ángulo objetivo de ochenta grados ( $80^\circ$ ), lo cual garantiza cobertura a una distancia mayor a ciento cuarenta metros (140 m). Además se escogió una frecuencia de uplink de 1850 MHz, obedeciendo al Plan Nacional de Frecuencias vigente en Ecuador [20] y al Boletín Estadístico IV Trimestre 2018 de la ARCOTEL [21], en el anexo D se encuentran las pruebas realizadas con un analizador de espectros para comprobar la frecuencia uplink con la que se trabaja. Con este valor obtenemos una distancia entre elementos  $d = \lambda/2$  igual a 8.1 cm.

### 3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

#### 3.1. RESULTADOS

Los resultados obtenidos fueron generados al calcular el promedio de mil (1000) pruebas realizadas para cada caso y se incluyen las diez primeras como ejemplo de cálculo.

Para las condiciones dadas, la distancia a la que se encontrará el equipo transmisor es 141.78m. A partir de esta longitud, para las diez primeras pruebas, se calculará la distancia a la que se encontrará el equipo de usuario aumentando el error absoluto generado por el algoritmo.

Cabe señalar que las pruebas se realizaron en un equipo con las siguientes características:

Procesador: Intel(R) Core(TM) i7-3630QM CPU @ 2.40GHz 2.40 GHz

Memoria Instalada (RAM): 8,00 GB (7,89 GB utilizables)

Sistema: 64-bit Operating System, x64-based processor

##### 3.1.1. PRUEBA CON SNR DE 20 dB

- Pruebas realizadas con un valor de 20 dB y con un ancho de banda de 1.4 MHz:

**Tabla 3.1.** Resultados de las pruebas para un SNR de 20 dB con ancho de banda SRS de 1.4 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	80.0059	-0.0059	0.0001
2	80.0793	-0.0793	0.0063
3	79.9955	0.0045	0.0001
4	79.9510	0.0490	0.0024
5	79.9789	0.0211	0.0004
6	79.9615	0.0385	0.0015
7	80.1001	-0.1001	0.0100
8	80.0637	-0.0637	0.0041
9	79.9571	0.0429	0.0018
10	80.1053	-0.1053	0.0111

	<b>Total</b>	0.0377
--	--------------	--------

Error absoluto: 0,0447°

Distancia calculada: 142,46 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,0658°

Distancia calculada: 142,74 m.

- Pruebas realizadas con 20 dB de SNR y 3 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.2.** Resultados de las pruebas para un SNR de 20 dB con ancho de banda SRS de 3 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79.9536	0.0464	0,0022
2	79.9857	0.0143	0,0002
3	80.0532	-0.0532	0,0028
4	80.1213	-0.1213	0,0147
5	80.0513	-0.0513	0,0026
6	80.1207	-0.1207	0,0146
7	80.0638	-0.0638	0,0041
8	80.1485	-0.1485	0,0221
9	80.0105	-0.0105	0,0001
10	79.9120	0.0880	0,0077
	<b>Total</b>		0,0711

Error absoluto: 0,0501°

Distancia: 142,51 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0.0641°

Distancia calculada: 142,71 m.

- Pruebas realizadas con 20 dB de SNR y 5 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.3.** Resultados de las pruebas para un SNR de 20 dB con ancho de banda SRS de 5 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79.9710	0.0290	0.0008
2	80.0553	-0.0553	0.0031
3	80.0001	-0.0001	0.0001
4	80.0805	-0.0805	0.0065
5	79.9975	0.0025	0.0001
6	79.9786	0.0214	0.0005
7	79.8874	0.1126	0.0127
8	80.0733	-0.0733	0.0054
9	80.0841	-0.0841	0.0071
10	80.0047	-0.0047	0.0000
<b>Total</b>			0.0360

Error absoluto: 0.0687°

Distancia: 142,7823 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0.0674°

Distancia calculada: 142,76 m.

- Pruebas realizadas con 20 dB de SNR y 10 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.4.** Resultados de las pruebas para un SNR de 20 dB con ancho de banda SRS de 10 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	80.0274	-0.0274	0.0007
2	79.9714	0.0286	0.0008
3	79.9847	0.0153	0.0002
4	79.9821	0.0179	0.0003
5	79.9678	0.0322	0.0010
6	79.9777	0.0223	0.0005

7	80.0146	-0.0146	0.0002
8	80.0363	-0.0363	0.0013
9	80.0043	-0.0043	0.0001
10	80.0091	-0.0091	0.0001
<b>Total</b>			0.0053

Error absoluto: 0,0301°

Distancia: 142,21 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,0322°

Distancia calculada: 142,24 m.

- Pruebas realizadas con 20 dB de SNR y 15 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.5.** Resultados de las pruebas para un SNR de 20 dB con ancho de banda SRS de 15 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79.9908	0.0092	0.0001
2	80.0129	-0.0129	0.0002
3	80.0060	-0.0060	0.0001
4	80.0071	-0.0071	0.0001
5	80.0251	-0.0251	0.0006
6	80.0038	-0.0038	0.0001
7	80.0060	-0.0060	0.0000
8	80.0229	-0.0229	0.0005
9	80.0066	-0.0066	0.0001
10	80.0138	-0.0138	0.0002
<b>Total</b>			0.0018

Error absoluto: 0,0232°

Distancia: 142,11 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,0230°

Distancia calculada: 142,11 m.

- Pruebas realizadas con 20 dB de SNR y 20 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.6.** Resultados de las pruebas para un SNR de 20 dB con ancho de banda SRS de 20 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	80,0202	-0,0202	0,0004
2	79,9993	0,0007	0,0000
3	80,0013	-0,0013	0,0000
4	80,0101	-0,0101	0,0001
5	80,0169	-0,0169	0,0003
6	79,9890	0,0110	0,0001
7	80,0268	-0,0268	0,0007
8	80,0013	-0,0013	0,0000
9	80,0329	-0,0329	0,0011
10	80,0036	-0,0036	0,0000
		<b>Total</b>	0,0027

Error absoluto: 0,0264°

Distancia: 142,16 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,0186°

Distancia calculada: 142,05 m.

### 3.1.2. PRUEBA CON SNR DE 15 dB

- Pruebas realizadas con 15 dB de SNR y 1.4 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.7.** Resultados de las pruebas para un SNR de 15 dB con ancho de banda SRS de 1.4 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	80,1382	-0,1382	0,0191
2	79,9956	0,0044	0,0000

3	79,9950	0,0050	0,0000
4	79,9357	0,0643	0,0041
5	80,0480	-0,0480	0,0023
6	79,9341	0,0659	0,0043
7	79,8220	0,1780	0,0317
8	79,9130	0,0870	0,0076
9	79,9929	0,0071	0,0000
10	80,1140	-0,1140	0,0130
		<b>Total</b>	0,0822

Error absoluto: 0,1122°

Distancia: 143,42 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,1256°

Distancia calculada: 143,62 m.

- Pruebas realizadas con 15 dB de SNR y 3 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.8.** Resultados de las pruebas para un SNR de 15 dB con ancho de banda SRS de 3 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79.9133	0.0867	0,0075
2	80.0474	-0.0474	0,0023
3	79.8870	0.1130	0,0128
4	80.0943	-0.0943	0,0089
5	79.9551	0.0449	0,0020
6	79.9798	0.0202	0,0004
7	80.2157	-0.2157	0,0465
8	79.8407	0.1593	0,0254
9	80.0161	-0.0161	0,0002
10	80.0377	-0.0377	0.0014
		<b>Total</b>	0,1060

Error absoluto: 0,0890°

Distancia: 143,08 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,1294°

Distancia calculada: 143,67 m.

- Pruebas realizadas con 15 dB de SNR y 5 MHz de ancho de banda.

**Tabla 3.9.** Resultados de las pruebas para un SNR de 15 dB con ancho de banda SRS de 5 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79,9840	0,0160	0,0003
2	79,9519	0,0481	0,0023
3	80,0349	-0,0349	0,0012
4	80,1349	-0,1349	0,0182
5	79,8748	0,1252	0,0157
6	80,0152	-0,0152	0,0002
7	80,1871	-0,1871	0,0350
8	79,9856	0,0144	0,0002
9	80,0429	-0,0429	0,0018
10	79,8830	0,1170	0,0137
		<b>Total</b>	0,0886

Error absoluto: 0,1383°

Distancia: 143,81 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,1241°

Distancia calculada: 143,59 m.

- Pruebas realizadas con 15 dB de SNR y 10 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.10.** Resultados de las pruebas para un SNR de 15 dB con ancho de banda SRS de 10 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
------------------	---------	-----------	------------------------

1	79,9726	0,0274	0,0008
2	80,1028	-0,1028	0,0106
3	80,0160	-0,0160	0,0003
4	79,9792	0,0208	0,0004
5	79,8845	0,1155	0,0133
6	80,0026	-0,0026	0,0000
7	79,9590	0,0410	0,0017
8	79,9283	0,0717	0,0051
9	80,0330	-0,0330	0,0011
10	79,9431	0,0569	0,0032
		<b>Total</b>	0,0365

Error absoluto es de 0,0702°

Distancia: 142,80 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,0613°

Distancia calculada: 142,67 m.

- Pruebas realizadas con 15 dB de SNR y 15 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.11.** Resultados de las pruebas para un SNR de 15 dB con ancho de banda SRS de 15 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	80,0340	-0,0340	0,0012
2	79,9259	0,0741	0,0055
3	80,0127	-0,0127	0,0002
4	79,8845	0,1155	0,0133
5	80,0425	-0,0425	0,0018
6	79,9311	0,0689	0,0048
7	79,9897	0,0103	0,0001
8	80,0412	-0,0412	0,0017
9	79,9762	0,0238	0,0006
10	79,9748	0,0252	0,0006
		<b>Total</b>	0,0297

Error absoluto: 0,0556°

Distancia: 142,59 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,0469°

Distancia calculada: 142,46 m.

- Pruebas realizadas con 15 dB de SNR y 20 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.12.** Resultados de las pruebas para un SNR de 15 dB con ancho de banda SRS de 20 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79,9815	0,0185	0,0003
2	80,0610	-0,0610	0,0037
3	79,9880	0,0120	0,0001
4	80,0314	-0,0314	0,0010
5	80,0073	-0,0073	0,0001
6	80,0079	-0,0079	0,0001
7	79,9713	0,0287	0,0008
8	79,9678	0,0322	0,0010
9	79,9650	0,0350	0,0012
10	79,9287	0,0713	0,0051
		<b>Total</b>	0,0135

Error absoluto: 0,0515°

Distancia: 142,53 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,0363°

Distancia calculada: 142,30 m.

### 3.1.3. PRUEBA CON SNR DE 10 dB

- Pruebas realizadas con 10 dB de SNR y 1.4 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.13.** Resultados de las pruebas para un SNR de 10 dB con ancho de banda SRS de 1.4 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79,9106	0,0894	0,0080
2	79,3374	0,6626	0,4390
3	80,3023	-0,3023	0,0914
4	79,8719	0,1281	0,0164
5	80,3410	-0,3410	0,1163
6	79,7162	0,2838	0,0805
7	79,7179	0,2821	0,0796
8	80,3307	-0,3307	0,1093
9	79,2376	0,7624	0,5813
10	79,8535	0,1465	0,0214
		<b>Total</b>	<b>1,5433</b>

Error absoluto: 0,5609°

Distancia: 150,37 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,6157°

Distancia calculada: 151,27 m.

- Pruebas realizadas con 10 dB de SNR y 3 MHz de ancho de banda.

**Tabla 3.14.** Resultados de las pruebas para un SNR de 10 dB con ancho de banda SRS de 3 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79,1961	0,8039	0,6462
2	77,9051	2,0949	4,3885
3	79,2875	0,7125	0,5076
4	78,7526	1,2474	1,5560
5	80,0019	-0,0019	0,0000
6	79,4165	0,5835	0,3405
7	79,1603	0,8397	0,7052

8	79,4732	0,5268	0,2776
9	80,2203	-0,2203	0,0485
10	79,0738	0,9262	0,8578
		<b>Total</b>	9,3279

Error absoluto es de 0,5302°

Distancia: 149,88 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,5871°

Distancia calculada: 150,80 m.

- Pruebas realizadas con 10 dB de SNR y 5 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.15.** Resultados de las pruebas para un SNR de 10 dB con ancho de banda SRS de 5 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79,2952	0,7048	0,4968
2	78,8462	1,1538	1,3313
3	80,0557	-0,0557	0,0031
4	78,9875	1,0125	1,0251
5	79,0447	0,9553	0,9126
6	79,9947	0,0053	0,0000
7	77,9354	2,0646	4,2627
8	79,3632	0,6368	0,4056
9	79,3691	0,6309	0,3981
10	79,7486	0,2514	0,0632
		<b>Total</b>	8,8985

Error absoluto: 0,5256°

Distancia: 149,80 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,6084°

Distancia calculada: 151,14 m.

- Pruebas realizadas con 10 dB de SNR y 10 MHz de ancho de banda.

**Tabla 3.16.** Resultados de las pruebas para un SNR de 10 dB con ancho de banda SRS de 10 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79,4487	0,5513	0,3039
2	80,0364	-0,0364	0,0013
3	79,8297	0,1703	0,0290
4	79,8239	0,1761	0,0310
5	79,5819	0,4181	0,1748
6	79,2559	0,7441	0,5537
7	79,3329	0,6671	0,4450
8	79,4419	0,5581	0,3115
9	79,6443	0,3557	0,1265
10	79,5637	0,4363	0,1904
		<b>Total</b>	2,1673

Error absoluto: 0,6488°

Distancia: 151,81 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,5165°

Distancia calculada: 149,65 m.

- Pruebas realizadas con 10 dB de SNR y 15 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.17.** Resultados de las pruebas para un SNR de 10 dB con ancho de banda SRS de 15 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79,3023	0,6977	0,4868
2	79,5675	0,4325	0,1871
3	79,4760	0,5240	0,2745
4	79,3039	0,6961	0,4845

5	79,3949	0,6051	0,3662
6	79,5328	0,4672	0,2183
7	79,7338	0,2662	0,0709
8	79,6118	0,3882	0,1507
9	79,6911	0,3089	0,0954
10	79,3703	0,6297	0,3965
		<b>Total</b>	2,7308

Error absoluto: 0,4155°

Distancia: 148,05 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,4543°

Distancia calculada: 148,66 m.

- Pruebas realizadas con 10 dB de SNR y 20 MHz de ancho de banda.

**Tabla 3.18.** Resultados de las pruebas para un SNR de 10 dB con ancho de banda SRS de 20 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	79,7292	0,2708	0,0734
2	79,7775	0,2225	0,0495
3	79,3409	0,6591	0,4344
4	79,7410	0,2590	0,0671
5	79,6056	0,3944	0,1555
6	79,4791	0,5209	0,2713
7	79,6150	0,3850	0,1482
8	79,6436	0,3564	0,1270
9	79,6855	0,3145	0,0989
10	79,5588	0,4412	0,1946
		<b>Total</b>	1,6200

Error absoluto: 0,4444°

Distancia: 148,50 m.

Resultado con 1000 pruebas: 0,4128°

Distancia calculada: 148,01 m.

### 3.1.4. PRUEBA CON SNR DE 5 dB

- Pruebas realizadas con 5 dB de SNR y 1.4 MHz de ancho de banda.

**Tabla 3.19.** Resultados de las pruebas para un SNR de 5 dB con ancho de banda SRS de 1.4 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	78,4523	1,5477	2,3955
2	78,6478	1,3522	1,8285
3	77,2349	2,7651	7,6459
4	77,6869	2,3131	5,3502
5	78,0927	1,9073	3,6379
6	78,6935	1,3065	1,7070
7	77,1955	2,8045	7,8653
8	75,5162	4,4838	20,1043
9	75,5810	4,4190	19,5275
10	75,1525	4,8475	23,4980
		<b>Total</b>	93,5600

Error absoluto: 3,0678°

Distancia: 205,62 m.

Resultado con 1000 pruebas: 3,2457°

Distancia calculada: 211,08 m.

- Pruebas realizadas con 5 dB de SNR y 3 MHz de ancho de banda.

**Tabla 3.20.** Resultados de las pruebas para un SNR de 5 dB con ancho de banda SRS de 3 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
------------------	---------	-----------	------------------------

1	76,0309	3,9691	15,7534
2	77,3297	2,6703	7,1308
3	76,0002	3,9998	15,9988
4	77,5963	2,4037	5,7778
5	74,2944	5,7056	32,5535
6	76,4737	3,5263	12,4348
7	76,8230	3,1770	10,0931
8	75,9816	4,0184	16,1474
9	79,0445	0,9555	0,9129
10	75,0703	4,9297	24,3021
		<b>Total</b>	141,1045

Error absoluto: 2,7873°

Distancia: 197,54 m.

Resultado con 1000 pruebas: 3,3443°

Distancia calculada: 214,24 m.

- Pruebas realizadas con 5 dB de SNR y 5 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.21.** Resultados de las pruebas para un SNR de 5 dB con ancho de banda SRS de 5 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	77,0840	2,9160	8,5033
2	75,6571	4,3429	18,8609
3	78,7590	1,2410	1,5401
4	75,8997	4,1003	16,8124
5	74,7410	5,2590	27,6567
6	77,6023	2,3977	5,7492
7	78,6662	1,3338	1,7791
8	77,7262	2,2738	5,1704
9	78,3730	1,6270	2,6473
10	78,4551	1,5449	2,3867
		<b>Total</b>	91,1060

Error absoluto: 3,5825°

Distancia: 222,26 m.

Resultado con 1000 pruebas: 4,5481°

Distancia calculada: 261,93 m.

- Pruebas realizadas con 5 dB de SNR y 10 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.22.** Resultados de las pruebas para un SNR de 5 dB con ancho de banda SRS de 10 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	77,3589	2,6411	6,9753
2	76,7163	3,2837	10,7827
3	76,4620	3,5380	12,5173
4	77,3237	2,6763	7,1624
5	75,7745	4,2255	17,8547
6	76,9082	3,0918	9,5592
7	76,7857	3,2143	10,3314
8	75,6704	4,3296	18,7453
9	77,2371	2,7629	7,6335
10	76,3848	3,6152	13,0695
		<b>Total</b>	114,6314

Error absoluto: 3,3962°

Distancia: 215,94 m.

Resultado con 1000 pruebas: 3,4929°

Distancia calculada: 219,18 m.

- Pruebas realizadas con 5 dB de SNR y 15 MHz de ancho de banda:

**Tabla 3.23.** Resultados de las pruebas para un SNR de 5 dB con ancho de banda SRS de 15 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	76,7840	3,2160	10,3425
2	76,5741	3,4259	11,7370
3	77,3813	2,6187	6,8574
4	77,0400	2,9600	8,7618
5	76,6888	3,3112	10,9641
6	77,1660	2,8340	8,0315
7	77,1511	2,8489	8,1162
8	76,2752	3,7248	13,8745
9	76,8212	3,1788	10,1048
10	77,7761	2,2239	4,9455
		<b>Total</b>	<b>93,7353</b>

Error absoluto: 3,2477°

Distancia: 211,15 m.

Resultado con 1000 pruebas: 3,4008°

Distancia calculada: 216,09 m.

- Pruebas realizadas con 5 dB de SNR y 20 MHz de ancho de banda.

**Tabla 3.24.** Resultados de las pruebas para un SNR de 5 dB con ancho de banda SRS de 20 MHz.

Número de Prueba	DoA (°)	Error (°)	Error <sup>2</sup> (°)
1	77,4744	2,5256	6,3787
2	76,8068	3,1932	10,1965
3	76,7717	3,2283	10,4218
4	77,4901	2,5099	6,2995
5	77,0763	2,9237	8,5479
6	76,7560	3,2440	10,5234
7	77,2535	2,7465	7,5431

8	76,2951	3,7049	13,7265
9	76,8611	3,1389	9,8528
10	76,3138	3,6862	13,5884
		<b>Total</b>	97,0786

Error absoluto: 3,2912°

Distancia: 212,53 m.

Resultado con 1000 pruebas: 3,2469°

Distancia calculada: 211,12 m.

### 3.2. DISCUSIÓN

En la tabla 3.25 se encuentran los resultados obtenidos al realizar 1000 pruebas utilizando cada uno de los anchos de banda disponibles para la señal SRS (1.4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz) a diferentes niveles de ruido; en la misma tabla se observa que para una relación señal a ruido (SNR) de 5 dB, los resultados son totalmente inaceptables debido a que, en términos de grados, poseen un error mayor a 1°. Esto causa que no sea posible encontrar el equipo de usuario y cualquier acción que requiera la posición del mismo, como direccionar el lóbulo de radiación, se llevará a cabo de forma incorrecta.

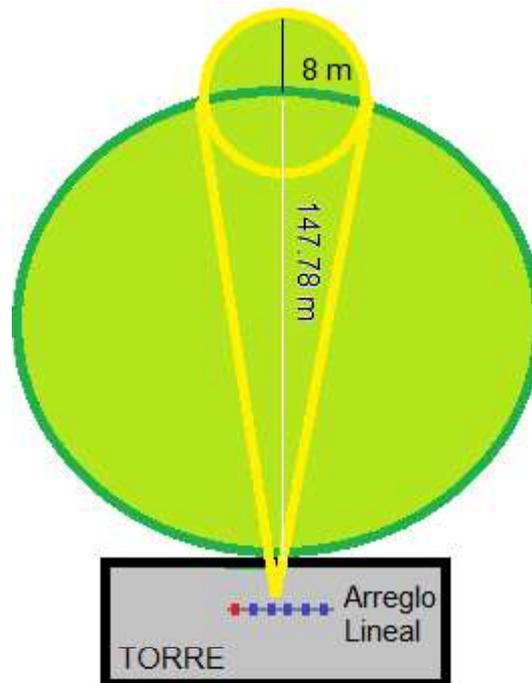
También es posible observar que al aumentar el ancho de banda de la señal el error disminuye, lo cual significa que, al poseer mayor cantidad de puntos en el diagrama de constelación, el algoritmo reacciona de mejor forma. Esto permite decir que, si se aumenta el número de elementos en el arreglo lineal uniforme, también aumentan los puntos en el diagrama de constelación y por lo tanto mejora la respuesta del algoritmo.

**Tabla 3.25.** Resultados de las pruebas realizadas.

AB (MHz)	SNR							
	20 dB		15 dB		10 dB		5 dB	
	Error (°)	Distancia (m)	Error (°)	Distancia (m)	Error (°)	Distancia (m)	Error (°)	Distancia (m)
1,4	0,0658	142,74	0,1256	143,62	0,6157	151,27	3,2457	211,08

<b>3</b>	0,0641	142,71	0,1294	143,67	0,5871	150,80	3,3443	214,24
<b>5</b>	0,0674	142,76	0,1241	143,59	0,6084	151,14	4,5481	261,93
<b>10</b>	0,0322	142,24	0,0613	142,67	0,5165	149,65	3,4929	219,18
<b>15</b>	0,0230	142,11	0,0469	142,46	0,4543	148,66	3,4008	216,09
<b>20</b>	0,0186	142,05	0,0363	142,30	0,4128	148,01	3,2469	211,12

Para analizar la validez del algoritmo es necesario tomar en cuenta que es imposible obtener un resultado perfecto, siempre existirá cierta incertidumbre. Por esto, se aproxima la posición del móvil y se dice que se encuentra en un área que debe ser relativamente pequeña. Para el caso puntual del direccionamiento del lóbulo de radiación, el área en que posiblemente se encuentre el equipo de usuario no debe ser mayor al área cubierta por lóbulo incidente en el borde de la celda que cubre. Por ejemplo, retomando las condiciones bajo las cuales se realizaron las pruebas, a 141.78 m de distancia, si el lóbulo de radiación incidente posee un radio de 8 m como se muestra en la Figura 3.1, el algoritmo se puede considerar como exitoso, debido a que se obtiene una tolerancia de  $\pm 8$  m.



**Figura 3.1.** Área efectiva del algoritmo (verde).

También es necesario mencionar que el tiempo necesario para realizar las 1000 pruebas fue de 0,8949 segundos. No se requirió de mayor procesamiento por parte del equipo utilizado, ya que para hallar el ángulo de inclinación solo se realizan doce (12)

operaciones por muestra, además de dos (2) correcciones debido a la cantidad de antenas en el arreglo de acuerdo a lo expuesto en la sección 2.2. Para hallar el ángulo de incidencia horizontal se realizan hasta veinte y dos (22) operaciones por muestra en caso de que sea necesario cambiar el elemento de referencia, más cuatro (4) correcciones debido a la cantidad de antenas en el arreglo de acuerdo a lo expuesto en la sección 2.2. Por lo tanto, el número total de operaciones depende del número de puntos en el diagrama de constelación y del tamaño del arreglo.

Como se menciona en [22], existen varios algoritmos para determinar el DoA, además nuevos algoritmos se proponen en [23] y [24], mientras que en [25] se utilizan algunos ya existentes.

En [23], se propone un nuevo algoritmo para encontrar la solución óptima de la función no lineal en la estimación de máxima probabilidad del DoA para reducir el cálculo multidimensional. En el método propuesto, se utiliza un proceso estadístico para acelerar la convergencia en el cálculo del ángulo de incidencia. La simulación muestra que el algoritmo propuesto puede reducir en gran medida el tiempo de cálculo.

En [24] se propone un algoritmo de estimación de baja complejidad para el ajuste del subespacio ponderado (FSM) basado en el Algoritmo Genético (GA) para solucionar el problema del hallazgo del DoA de banda estrecha. El algoritmo genético (GA) se considera un algoritmo eficaz para encontrar la solución global de FSM. Sin embargo, GA convencional generalmente necesita un gran tamaño de población para cubrir todo el espacio de búsqueda y un gran número de generaciones para la convergencia, lo que significa que la complejidad computacional sigue siendo alta. Para reducir la complejidad computacional del FSM, en este documento se propone un algoritmo genético mejorado. En primer lugar, se utiliza una técnica de hipótesis para una estimación aproximada de DoA para el FSM. Luego, se forma un espacio de inicialización dinámico alrededor de este valor con una función empírica. Dentro de este espacio, se requiere un tamaño de población menor y una cantidad menor de generaciones. En consecuencia, la complejidad computacional se reduce. Los resultados de la simulación muestran la eficiencia del algoritmo propuesto en comparación con muchos algoritmos existentes.

En [25] se diseña y simula un modelo heurístico para determinar las zonas geográficas de concentración de fuentes transmisoras de señales, determinando su dirección de llegada mediante arreglos de antenas. Para cumplir este objetivo se estimó los ángulos de incidencia de las señales por medio de los algoritmos MUSIC (Multiple Signal Classification), Root-MUSIC y ESPRIT (Estimation Signal Parameter via a Rotational

Invariant Technique). Se simulan estos algoritmos en dos y tres dimensiones considerando parámetros como: el número de elementos en el arreglo de antenas, la relación señal a ruido, la frecuencia, y la separación entre elementos del arreglo. Después se comparan los resultados de las simulaciones para determinar que algoritmo es el más efectivo. A continuación se calcula la distancia entre el receptor y transmisor, para esto se emplea el modelo de propagación de Okumura-Hata. Para el cálculo de la distancia del enlace también se considera el margen de desvanecimiento. Finalmente, una vez que se conocen los ángulos de incidencia y la distancia a la que se ubica cada señal, se determinan zonas de concentración mediante el algoritmo K-means.

Debido a que en cada uno de los documentos mencionados, los parámetros con los que se evalúan los algoritmos difieren a los utilizados en el presente trabajo, no es posible una comparación equivalente. Lo que se puede mencionar es que los métodos son diferentes y cada uno es mejor que otro bajo ciertas condiciones. Por ejemplo, el algoritmo aquí propuesto posee la menor carga computacional, pero funciona solo bajo las condiciones mencionadas en la sección 2. Mientras que, los algoritmos en [23] y [24] son más precisos debido a que se basan en algoritmos existentes y tienen menos restricciones ya que utilizan modelos de canales más completos, pero sacrifican el nivel de procesamiento.

## **4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

### **4.1. CONCLUSIONES**

Las pruebas realizadas demuestran que es posible aprovechar las ventajas de un sistema MIMO, específicamente de un arreglo lineal uniforme, para el desarrollo de un algoritmo que permita determinar la dirección de arribo de señales incidentes de equipos de usuario en un sistema LTE.

La variedad de señales existentes en un sistema LTE tienen un uso específico pero, gracias a las características propias de cada una de ellas, se las puede utilizar para otros propósitos, tal como se propone en el presente trabajo y en la recomendación 3GPP TS 36.897[4].

La característica principal por la cual se escogió la señal SRS es su alta configurabilidad. Desde la radio base es posible cambiar distintos parámetros como el momento en que se transmite o su ancho de banda. Siendo estas dos configuraciones las más importantes para el funcionamiento del algoritmo.

La mayoría de algoritmos existentes para determinar el DoA se realizan en el dominio del tiempo, estos algoritmos son muy exactos, pero conllevan una gran carga computacional o utilizan equipos que elevan el costo del sistema. Mientras que el algoritmo propuesto utiliza las muestras de la señal para procesarlas en el dominio de la frecuencia y mediante operaciones simples, que no requieren un procesamiento alto, reducen la complejidad en la detección del DoA.

Los resultados obtenidos indican que, en un canal con ruido, se puede localizar con una exactitud aceptable, a un equipo de usuario hasta por encima de un nivel de señal a ruido de 10 dB. La exactitud depende de la cantidad de puntos en el diagrama de constelación que se obtengan de la señal y, por lo tanto, depende de su ancho de banda y del número de elementos del arreglo, que en este caso fueron seis (6), con ciento veinte (120) puntos en el diagrama de constelación cuando se trabaja con 1.4 MHz y mil cuatrocientos cuarenta (1440) al trabajar con 20 MHz.

El algoritmo es capaz de encontrar la posición relativa de un equipo de usuario en tres dimensiones, gracias a que su versatilidad permite utilizarlo para encontrar el ángulo de elevación y el ángulo horizontal. Con estos datos y conociendo la altura del arreglo es posible también encontrar la distancia aproximada al equipo móvil.

## 4.2. RECOMENDACIONES

Las pruebas se realizaron únicamente en presencia de ruido blanco (AWGN), para resultados más reales se recomienda simular el algoritmo en presencia de otras alteraciones que puedan existir en un canal inalámbrico.

El número de elementos en el arreglo lineal es vital para el funcionamiento del algoritmo, debido a esto se debería probar con un número elevado de elementos para mejorar los resultados de la simulación.

Para que el código utilizado en la creación del algoritmo funcione correctamente es recomendable utilizar el software MATLAB™ 2018b o posteriores, de preferencia la versión 2019a, en la cual existe la posibilidad de simular un canal LTE completo de forma sencilla.

En caso de implementar el algoritmo se debe tener en cuenta que en ninguna parte se consideran los rebotes de las señales debido a obstáculos, así que es necesario tener línea de vista entre la radio base y el equipo móvil.

Debido a la baja complejidad y bajo procesamiento, se recomienda utilizar el algoritmo en el proyecto PIS-18-06 EVALUACIÓN DEL SISTEMA MASSIVE MIMO PARA LA DETECCIÓN DEL ÁNGULO DE LLEGADA DE SEÑALES INCIDENTES EN REDES DE COMUNICACIÓN MÓVIL.

## 5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B. Shah, G. Dalwadi, H. Shah, N. Kothari, "Power-efficient LTE MACRO eNodeB: A comprehensive survey", *Telecommunications and Radio Engineering*. 77. 1441-1462. 10.1615/TelecomRadEng.v77.i16.40, 2018
- [2] A. Dmytro, A. Ali and Q. Nameer, "Multi-period LTE RAN and services planning for operator profit maximization," *The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics*, Lviv, 2015, pp. 25-27.
- [3] K. Kanwal, G. Safdar, M. UrRehman. " Energy Efficiency Led reduced CO2 Emission in Green LTE Networks", *Institute of Research in Applicable Computing School of Computer Science and Technology, University of Bedfordshire, Luton, LU1 3JU, UK, 2017.*
- [4] 3GPP TS 36.897. "Study on Elevation Beamforming/Full-Dimension (FD) MIMO for LTE." 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network.
- [5] 3GPP TS 36.213. "Physical layer procedures." 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA).
- [6] 3GPP TS 36.211 "Physical channels and modulation." 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA).
- [7] E. Hecht, Zajac, "Optics", 4<sup>th</sup> Ed, Addison Wesley, 2003.
- [8] A. Fresnel, "Plane Waves and Wave Propagation", 2001.
- [9] R. Piqueras, "LTE PHY Fundamentals", Columbia University, 2010.
- [10] C. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 3<sup>rd</sup> Ed, John Wiley Sons Inc, 2005.
- [11] Y. Huang, k Boyle, "Antennas: From Theory to Practrice", John Wiley Sons Ltd, 2008.
- [12] J. Kraus, "Antennas", 2<sup>nd</sup> Ed, McGraw-Hill, 2001.

- [13] G. Kumar, "Antenna Arrays", Electrical Engineering Department, IIT Bombay, 2010.
- [14] D. Gesbert, M. Shafi, Da-shan Shiu, P. J. Smith and A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems", in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, no. 3, pp. 281-302, April 2003. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1192168&isnumber=26726>
- [15] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Pers. Commun., vol. 6, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [16] H. Ganapathy, "Multiple Input Multiple Output (MIMO) Systems: Basic Principles, Algorithms and Networking Applications", 2005.
- [17] MathWorks, "lteSRS", 2014. [Online]. Available: [https://www.mathworks.com/help/lte/ref/ltesrs.html?requestedDomain=.](https://www.mathworks.com/help/lte/ref/ltesrs.html?requestedDomain=) [Último acceso 18 de junio 2019].
- [18] A. Boyajian, "Physical interpretation of complex angles and their functions," in Journal of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 42, no. 2, pp. 155-164, Feb. 1923.
- [19] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Sköld, "4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband", 2<sup>nd</sup> Ed, Academic Press, 2014.
- [20] "Plan Nacional de Frecuencias 2017 ", Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones, 2018.
- [21] "Boletín Estadístico IV Trimestre 2018", Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones, 2018.
- [22] T. Chueyidith, M. Uthansakul and P. Uthansakul, "Optimal DOA estimation for LTE fading channel models," 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, 2016
- [23] Shi, Pengfei & Fan, Xin & Ni, Jianjun & Yang, Dewei, "A Novel ML DOA Estimation Algorithm for Array Signal Processing", MATEC Web of Conferences, 2018. [Online].

Available: [https://www.researchgate.net/publication/329039539\\_A\\_novel\\_ML\\_DOA\\_estimation\\_algorithm\\_for\\_array\\_signal\\_processing](https://www.researchgate.net/publication/329039539_A_novel_ML_DOA_estimation_algorithm_for_array_signal_processing)

[24] Haihua, Chen & Hu, Jialiang & Tian, Hui & Shibao, li & Liu, Jianhang & Suzuki, Masakiyo, "A Low-Complexity GA-WSF Algorithm for Narrow-Band DOA Estimation", International Journal of Antennas and Propagation, 2018. [Online]. Available: [https://www.researchgate.net/publication/328741926\\_A\\_Low-Complexity\\_GA-WSF\\_Algorithm\\_for\\_Narrow-Band\\_DOA\\_Estimation](https://www.researchgate.net/publication/328741926_A_Low-Complexity_GA-WSF_Algorithm_for_Narrow-Band_DOA_Estimation)

[25] B. Olmos, "Diseño y Simulación de un Modelo Heurístico para Determinar la Zona de Concentración de Equipos de Usuario Usando Arreglos de Antenas", Escuela Politécnica Nacional, 2015. [Online]. Available: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/16840>

## **ANEXOS**

ANEXO A. Ejemplo de la generación de la señal SRS

ANEXO B. Procedimiento para la simulación de la señal SRS en ADS

ANEXO C. Código del Algoritmo

ANEXO D. Frecuencia medida de las señales LTE de Uplink

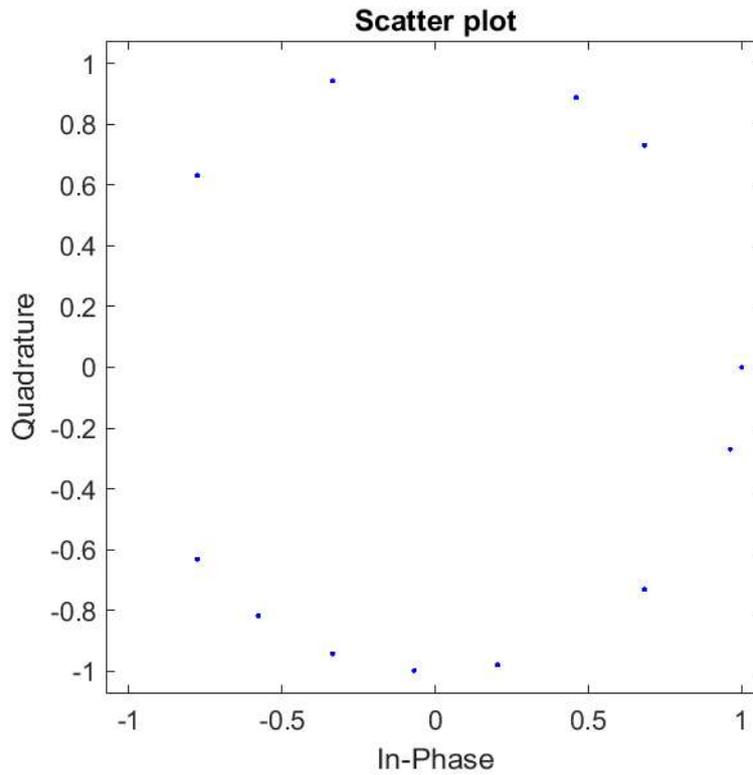
## ANEXO A

A continuación se muestran los valores generados de la señal SRS utilizando la recomendación del 3GPP TS 36.211[3].

Secuencia Base obtenida con la ecuación 1.12:

**Tabla C1.** Secuencia Base.

#	In-Phase	Quadrature
1	1	0
2	0,6826	0,7308
3	-0,7757	0,6311
4	0,2035	-0,9791
5	-0,3349	0,9423
6	0,9629	-0,2698
7	-0,0682	-0,9977
8	-0,5767	-0,8170
9	-0,3349	-0,9423
10	0,6826	-0,7308
11	0,4601	0,8879
12	-0,7757	-0,6311
13	0,4601	0,8879
14	0,6826	-0,7308
15	-0,3349	-0,9423
16	-0,5767	-0,8170
17	-0,0682	-0,9977
18	0,9629	-0,2698
19	-0,3349	0,9423
20	0,2035	-0,9791
21	-0,7757	0,6311
22	0,6826	0,7308
23	1	0



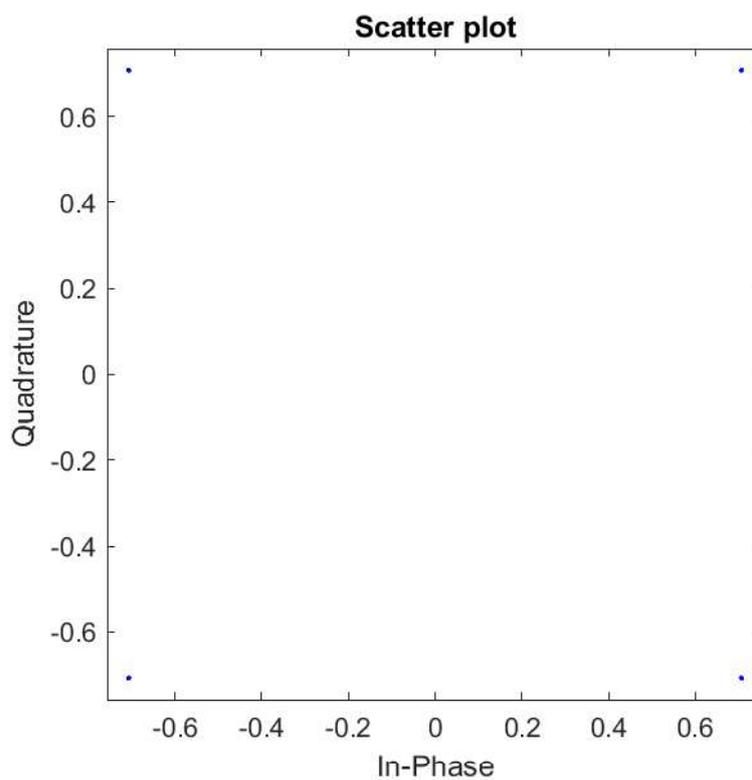
**Figura C.1.** Diagrama de Constelación de la secuencia Base.

Secuencia SRS obtenida con la ecuación 1.15:

**Tabla C2.** Secuencia SRS.

#	In-Phase	Quadrature
1	0.7071	-0.7071
2	-0.7071	0.7071
3	0.7071	0.7071
4	-0.7071	-0.7071
5	-0.7071	0.7071
6	0.7071	-0.7071
7	0.7071	0.7071
8	-0.7071	0.7071
9	-0.7071	-0.7071
10	-0.7071	0.7071
11	0.7071	0.7071
12	-0.7071	0.7071
13	-0.7071	-0.7071
14	-0.7071	0.7071

15	0.7071	0.7071
16	0.7071	0.7071
17	0.7071	-0.7071
18	0.7071	0.7071
19	-0.7071	0.7071
20	-0.7071	-0.7071
21	-0.7071	0.7071
22	-0.7071	-0.7071
23	0.7071	-0.7071
24	-0.7071	-0.7071



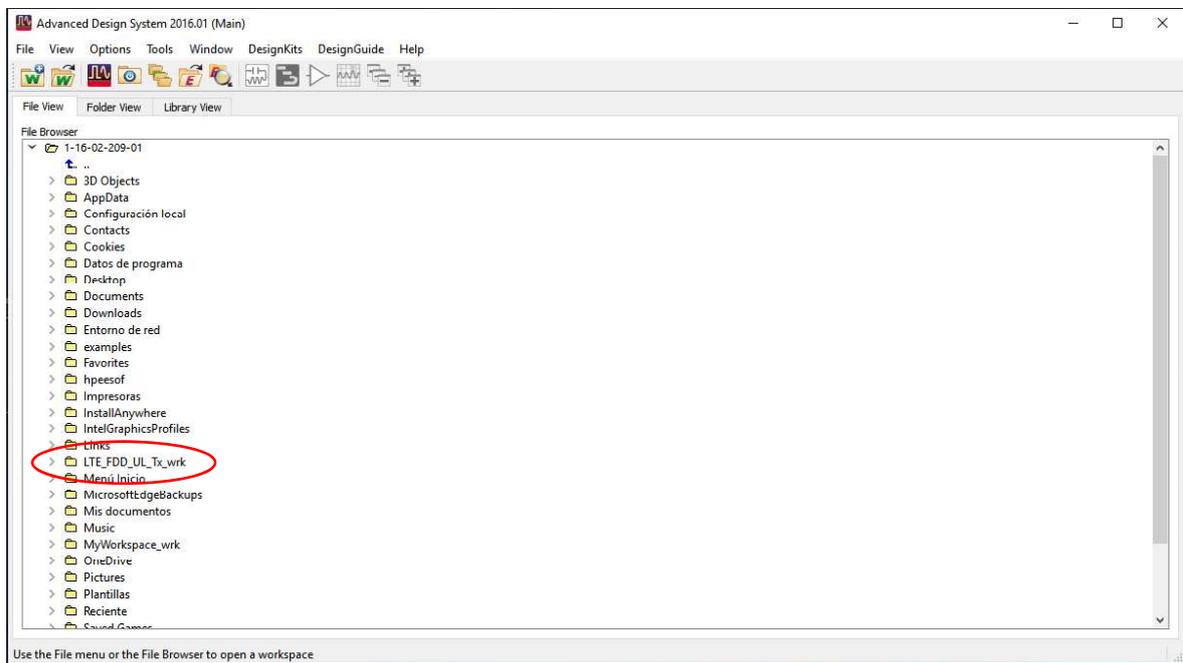
**Figura C.2.** Diagrama de Constelación de la secuencia SRS.

Como se puede apreciar en las tablas C1 y C2, los valores de las secuencias son ortogonales y obedecen a las recomendaciones del 3GPP [3].

## ANEXO B

Procedimiento para la simulación de la señal SRS en el software Advance Design System 2016.01 (ADS).

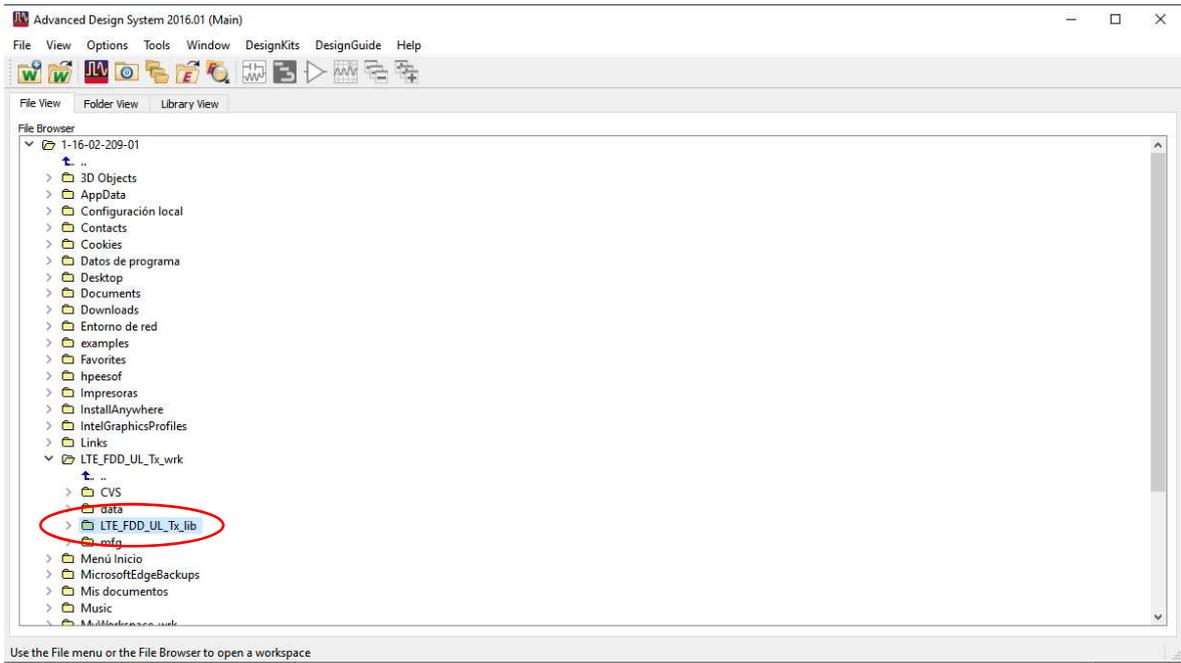
Al abrir el software, lo primero que se hace es seleccionar uno de los ejemplos que vienen con el programa, específicamente la carpeta LTE\_FDD\_UL\_Tx\_wrk que se encuentra señalada en la Figura B.1. Dentro de esta carpeta se encuentra la librería LTE\_FDD\_UL\_Tx\_lib que se señala en la Figura B.2.



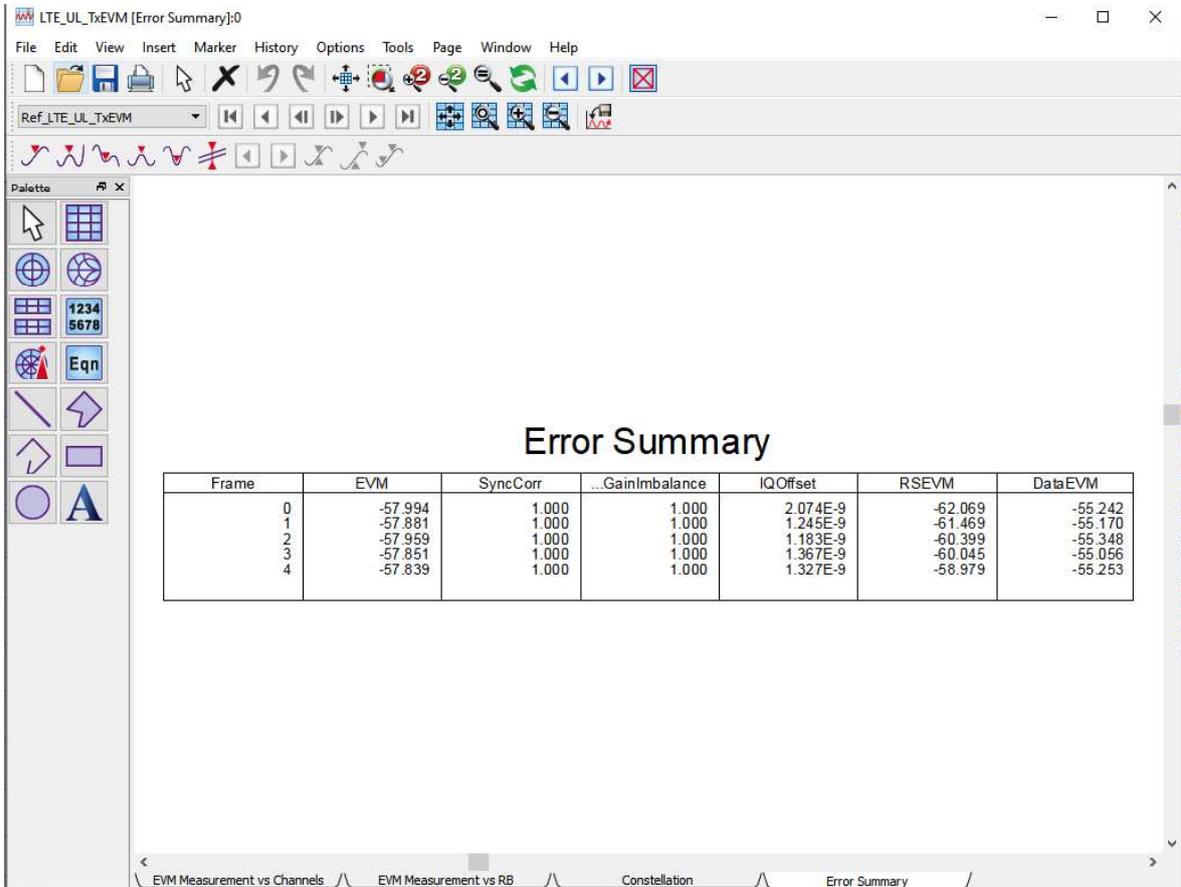
**Figura B.1.** Ejemplos contenidos en el software.

A continuación aparece una ventana como la que se ilustra en la Figura B.3. Aquí se muestran los resultados de la simulación del canal de uplink de un sistema LTE. También podemos encontrar el diagrama de constelación en la tercera pestaña de la parte inferior de la ventana.

Además se abre el modelo de la Figura B.4; en el cual podemos realizar las configuraciones necesarias para simular la señal SRS al dar doble clic en el módulo LTE\_UL\_EVM situado en la parte derecha de la pantalla.



**Figura B.2.** Localización de la librería LTE\_FDD\_UL\_Tx\_lib.



**Figura B.3.** Ventana con resultados de la simulación.



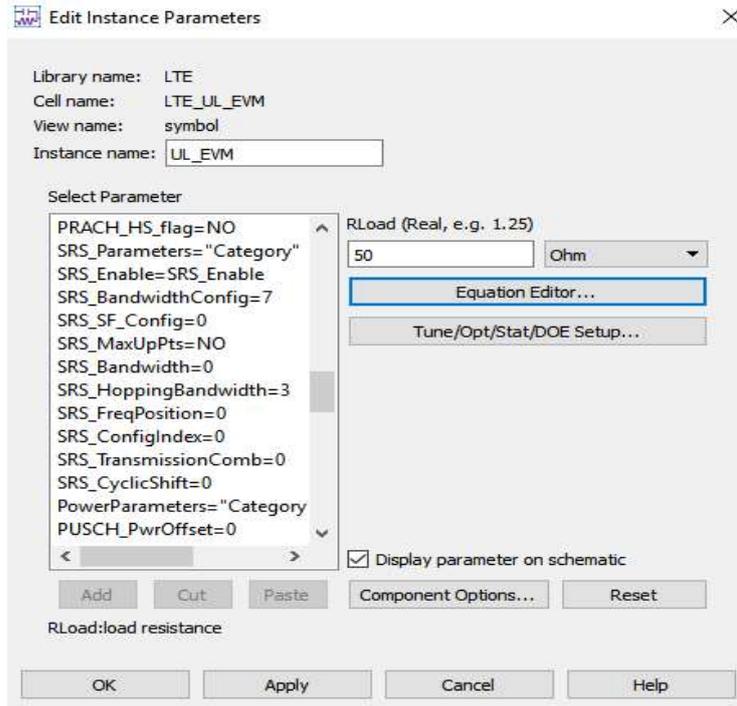


Figura B.5. Ventana de configuración de parámetros de Uplink.

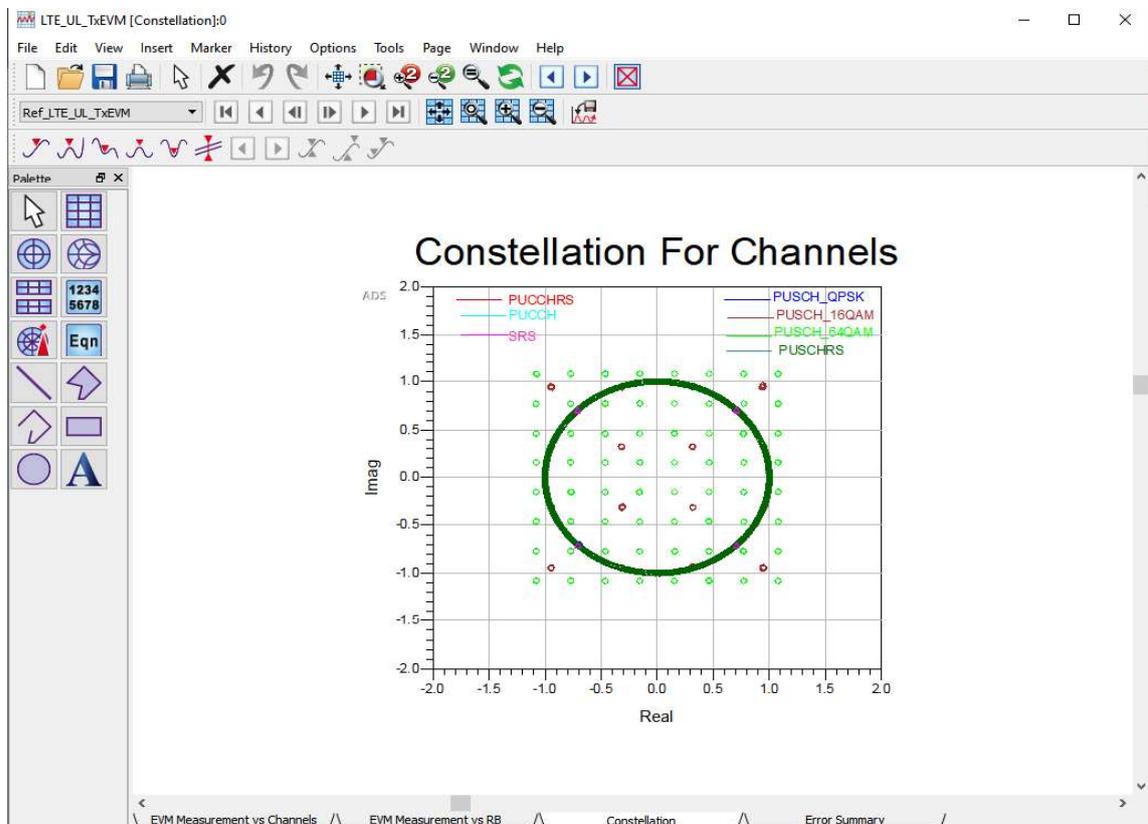
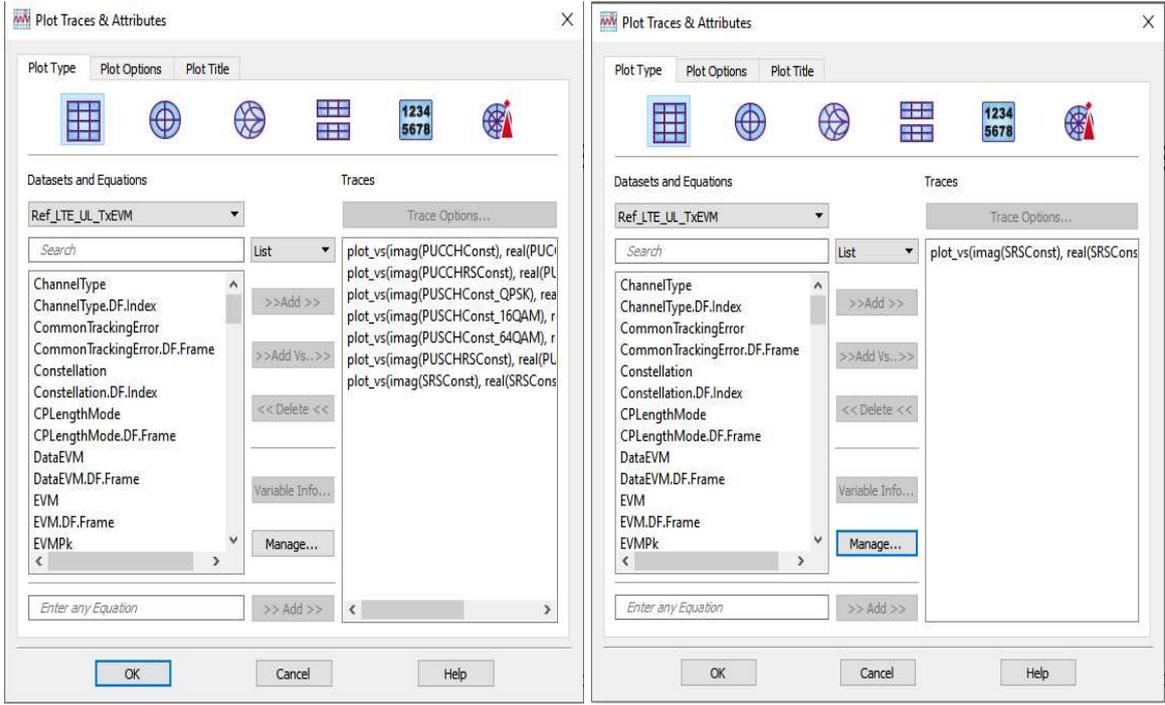


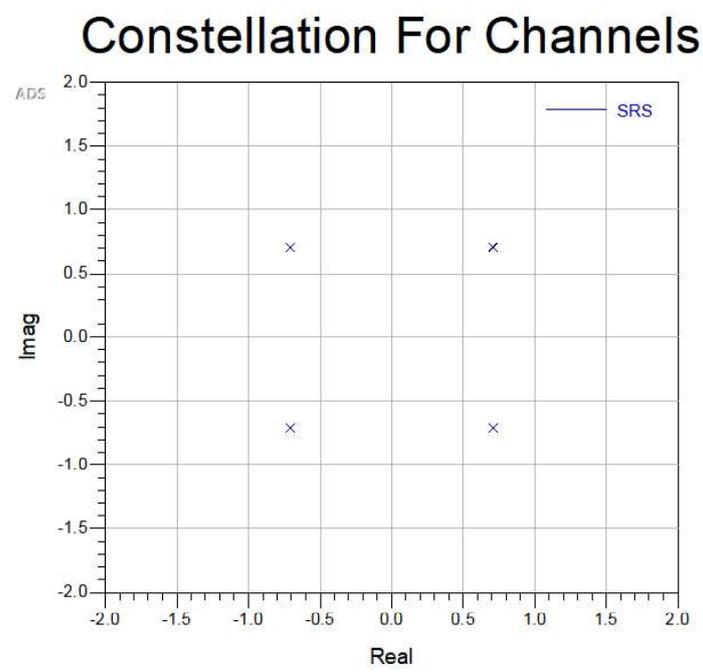
Figura B.6. Diagrama de Constelación de las señales en Uplink.



(a)

(b)

**Figura B.7.** Propiedades del Diagrama de Constelación



**Figura B.8.** Diagrama de Constelación de la señal SRS.

## ANEXO C

Código utilizado para la simulación en el software Matlab™.

```
clc
clear
close all

a=45; %Ángulo objetivo*
f=1.85e9; %Frecuencia de operación
t=1/f; %Período de la señal
c=3e8; %Velocidad de la luz
l=c/f; %Longitud de onda
d1=l/2; %Separación entre elementos
d2=d1*cosd(a); %Distancia recorrida por el frente de
%onda*
del=d2/c; %Retardo de la señal entre elementos*
n=5; %Número de elementos-1
BW=15; %Ancho de Banda en Resource Blocks
SNR=20; %SNR de prueba

chs.BWConfig = 7; %Configuración de ancho de banda SRS
chs.BW = 0; %Ancho de banda SRS específico del UE
chs.CyclicShift = 0; %UE-specific cyclic shift
chs.SeqGroup = 0; %Número de grupo de secuencia SRS
chs.SeqIdx = 0; %Número de secuencia base
chs.ConfigIdx = 7; %Índice de configuración de periodicidad

ue.DuplexMode = 'FDD'; %Duplexación
ue.CyclicPrefixUL = 'Normal'; %Longitud del prefijo cíclico
ue.NTxAnts = 1; %Número de antenas de transmisión
ue.NFrame = 0; %Número de trama inicial
ue.NULRB = BW; %Número de resource blocks
ue.NSubframe = 0; %Número de subtrama

srstx = lteSRS(ue,chs); %Matriz compleja de valores SRS
srs=awgn(srstx,SNR,'measured'); %Introducción de ruido AWGN

s=size(srs); %Tamaño de Matriz SRS

thetasrs = angle(srs); %Ángulo de cada valor SRS en Diagrama de
%Constelación

retsig=abs(srs); %Módulo de los valores SRS

delsig=zeros(s(1,1),n); %Matriz de ceros
theta=zeros(s(1,1),n); %Matriz de ceros

for k=1:n

    b=angle(srs)-((k)*d2*2*pi/l);%Retardo en cada elemento del arreglo*
    delsig(:,k)=awgn(retsig.*exp(i*b),SNR,'measured');%Matriz SRS
    %retardada

    h=scatterplot(srs);
```

```

hold on
scatterplot(delsig(:,k), [], [], 'ro', h)
title(['SRS DELAYED ', num2str(k*del*10e9, '%.2f'), ' ns'])
grid
hold off
legend('SRS RX', 'SRS DELAYED') %Diagrama de Constelación en cada
                                %elemento

%Inicio del algoritmo
theta(:,k) = angle(delsig(:,k)); %Ángulo de los valores SRS en cada
                                %elemento

for y=1:s(1,1)
    if thetasrs(y,1)<theta(y,k)
        v=theta(y,k)-(2*pi); %Obtención del ángulo conjugado en caso de
                                %ser necesario
        theta(y,k)=v;
    end
end

if k>2
    if mean(inc)<49
        theta=theta-2*pi; %Compensación angular para el 4° y 5°
                            %elemento
    end
end

if k>4
    if mean(inc)<37
        theta=theta-2*pi; %Compensación angular para el 6° elemento
    end
end

dif(:,k)=thetasrs-theta(:,k); %Diferencia angular en Diagrama de
                                %Constelación
dist(:,k)=(1*dif(:,k))/(2*pi); %Distancia recorrida por el Frente de
                                %Onda
tr(:,k)=(t*dist(:,k))/l; %Retardo en cada elemento
inc(:,k)=acosd((abs(tr(:,k))*3e8)/((1+k-1)*d1)); %Ángulo de Incidencia
                                                %en cada elemento

end

thetavg=mean(inc')'; %Promedio de Ángulos de Incidencia
DoA=real(mean((thetavg))) %Dirección de Arribo

```

[\*] Todas las líneas de código señaladas son únicamente necesarias durante la simulación y no forman parte del algoritmo.

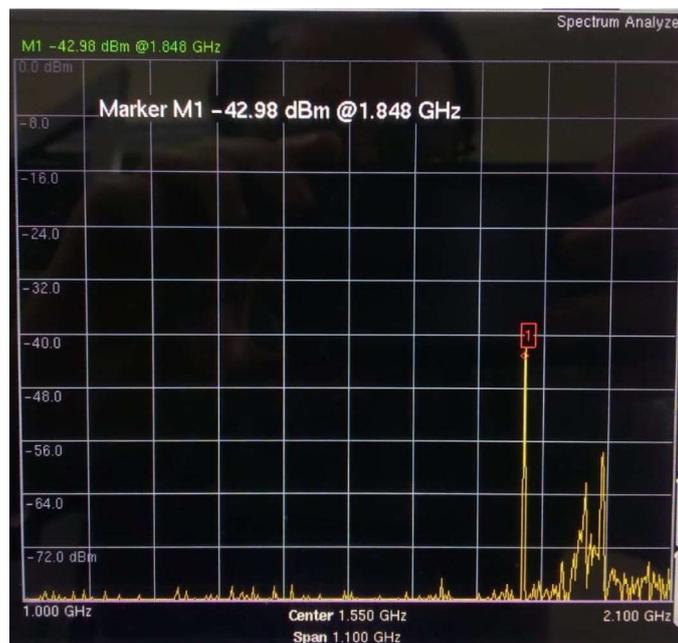
## ANEXO D

En este anexo se encuentran las mediciones realizadas con un analizador de espectros para verificar la frecuencia de trabajo de las señales LTE en sentido Uplink.

En la figura D1 se encuentra una parte del rango de frecuencias destinado a conexiones con tecnología LTE en Ecuador [20].



**Figura D1.** Espectro de frecuencias para LTE



**Figura D2.** Espectro de frecuencia cuando un móvil transmite y recibe.

En la figura D2, se encuentra una señal a la frecuencia de 1.85 GHz, la cual no se encontraba al empezar las mediciones.



**Figura D3.** Ancho de Banda y potencia para Movistar.



**Figura D4.** Ancho de Banda y potencia para Tuenti.

Cuando se realiza cualquier tipo de conexión de datos móviles aparece esta señal, la misma que corresponde a la operadora Movistar (Otecel S.A.) y su señal posee un ancho de banda de 1.8 MHz como se muestra en la figura D3 con una potencia de -40,10 dBm bajo las condiciones de medición en el laboratorio.

En la figura D4 se aprecian las características de la señal LTE que utiliza la operadora virtual Tuenti (Otecel S.A.).

## **ORDEN DE EMPASTADO**