



# Emulador de arreglo de antenas para recepción de satélites

**Facundo Arce Vieyra**

Estudiante de Ingeniería Mecatrónica  
Facultad de Ingeniería - Universidad Nacional de Cuyo

---

Directores : Ing. Nicolás Catalano  
                  Ing. Cristian Roddick

Lugar : Departamento de Ingeniería en Telecomunicaciones, CNEA

Presentado : Febrero, 2020

## Resumen

Para establecer la comunicación de un satélite de órbita baja con una estación terrena, se requiere contar con una antena con capacidad de apuntamiento para realizar el seguimiento del satélite durante su paso sobre la estación terrena. Una tecnología que puede emplearse para evitar el uso de sistemas mecánicos de seguimiento es el apuntamiento electrónico de haz utilizando un arreglo de antenas y un conformador de haz.

Para ensayar el conformador de haz durante su desarrollo, en principio, debería disponerse de un arreglo de antenas y de la capacidad de recibir señales desde diferentes orientaciones. Para evitar esto, se puede desarrollar un emulador de arreglo de antenas que genera las señales que reciben los diferentes elementos del arreglo durante la fase de recepción. Estas señales pueden usarse como entradas para sistemas de conformación de haz de diferentes tecnologías, ya sean ópticos, analógicos o digitales.

En el presente trabajo se desarrolló un emulador para un caso simple, esto es, un arreglo lineal de antenas y un satélite que pasa por el cenit de la estación terrena describiendo una órbita circular. Se modelaron las señales recibidas por los elementos del arreglo teniendo en cuenta las variaciones de fase por la geometría del arreglo, de frecuencia por efecto Doppler y de amplitud por pérdidas por trayectoria en espacio libre. Se implementó el emulador con un microcontrolador y un sintetizador digital directo (DDS) y se realizaron ensayos con un osciloscopio y un analizador de espectro para validar el modelo propuesto y la implementación realizada. Finalmente, se estudió la arquitectura del DDS elegido para extender la capacidad del emulador para arreglos planos de antenas.

**Palabras clave**— arreglo de antenas, satélites de órbita baja, emulación, síntesis digital directa

## Abstract

Establishing the communication between a low Earth orbit satellite and a ground station requires an antenna able to change its beam-pointing direction to track the satellite as it passes by. Instead of mechanical steering systems, electronic steering by means of an antenna array and a beamformer can be used.

To test the beamformer during its development, it is necessary in principle to have an antenna array and the capacity to receive signals from different orientations. In order to avoid this, an emulator of an antenna array that generates the signals received by the different array elements during the reception phase can be developed. These signals can be used as inputs to different beamforming systems, whether they are optical, analog or digital.

In the present work an emulator was developed for a simple case, i.e., a lineal antenna array and a satellite that passes by the zenith of the ground station describing a circular orbit. The signals received by the array elements were modeled having in consideration the phase shift due to the geometry of the array, the frequency shift due to the Doppler effect, and the change in amplitude due to the free-space path loss. The emulator was implemented using a microcontroller and a direct digital synthesizer (DDS) and tests with an oscilloscope and a spectrum analyzer were carried out to validate the proposed model and the implementation. Finally, the architecture of the chosen DDS was studied to extend the emulator capabilities to a planar array.

**Keywords**— antenna array, low Earth orbit satellites, emulation, direct digital synthesis

# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>3</b>
1.1. Arreglo de antenas . . . . .	3
1.2. Síntesis digital directa . . . . .	4
<b>2. Modelo del sistema</b>	<b>6</b>
2.1. Movimiento del satélite . . . . .	6
2.2. Señal base transmitida por el satélite . . . . .	6
2.3. Señales recibidas por los elementos del arreglo de antena . . . . .	7
2.3.1. Diferencia de fase debida a la geometría del arreglo . . . . .	7
2.3.2. Diferencia de frecuencia debida al efecto Doppler . . . . .	7
2.3.3. Diferencia de amplitud debida a pérdidas por trayectoria en espacio libre . . . . .	8
2.3.4. Señal recibida en función del tiempo . . . . .	9
<b>3. Implementación del emulador</b>	<b>13</b>
3.1. Componentes . . . . .	13
3.2. Comunicación y conexiones . . . . .	13
3.3. Configuración inicial de registros . . . . .	14
3.4. Control de las señales generadas . . . . .	15
3.5. Posibilidad de extensión del emulador . . . . .	16
<b>4. Resultados</b>	<b>17</b>
4.1. Observaciones en el osciloscopio . . . . .	17
4.2. Observaciones en el analizador de espectro . . . . .	18
4.3. Validación experimental del apuntamiento de haz . . . . .	20
<b>5. Conclusiones</b>	<b>21</b>

# 1. Introducción

## 1.1. Arreglo de antenas

Un arreglo de antenas es un conjunto de elementos o radiadores. Una de las ventajas de usar un arreglo de antenas en lugar de una antena directiva es que mediante cambios en las fases entre los elementos del arreglo, sumadas a las diferencias de fases debidas a las diferentes posiciones de los elementos en el arreglo, se puede obtener máxima radiación en una dirección deseada. Esto se conoce como apuntamiento de haz [1].

Existen diversas geometrías que un arreglo de antenas puede tomar. En este trabajo, estudiaremos la más simple, un arreglo lineal de antenas. En éste, los elementos están ubicados sobre un eje, llamada apertura del arreglo. El eje perpendicular a la apertura del arreglo se llama normal del arreglo y un punto sobre esta línea, por encima del arreglo, se denomina cénit. Por conveniencia, aunque no es necesario, se considera que los radiadores son iguales y que se encuentran equiespaciados.

Cuando el arreglo de antenas recibe un frente de ondas, podemos definir el ángulo  $\theta$  que forma el frente de ondas con la apertura del arreglo, o la dirección de la radiación con la normal del arreglo, como se muestra en la figura 1.

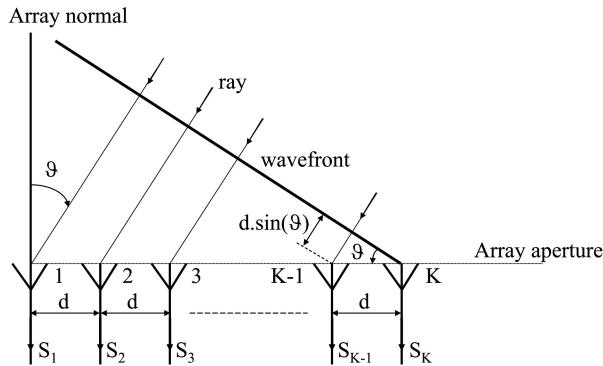


Figura 1: Arreglo lineal de antenas, extraído de [1].

Puede verse que, dependiendo del ángulo  $\theta$ , las señales recibidas por cada elemento del arreglo estarán desfasadas. Al sumar estas señales, se generarán interferencias constructivas y destructivas dependientes de este desfasaje. Si no añadimos ningún retraso adicional, las señales son máximas en la dirección de la normal del arreglo. Podemos observar este fenómeno en lo que se denomina patrón de radiación del arreglo, como se muestra en la figura 2. El patrón de radiación de un arreglo lineal de antenas consta de un lóbulo principal de máxima ganancia y algunos lóbulos secundarios donde la ganancia es menor y zonas de anulación en donde la interferencia destructiva es total.

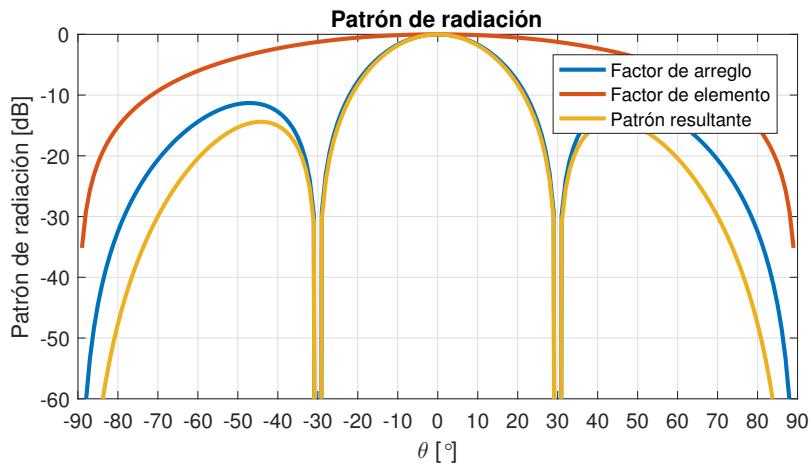


Figura 2: Patrón de radiación de un arreglo de antena sin apuntamiento de haz.

Si añadimos un desfasaje adicional en las señales, el lóbulo principal se moverá y estaremos realizando un apuntamiento de haz como se muestra en la figura 3.

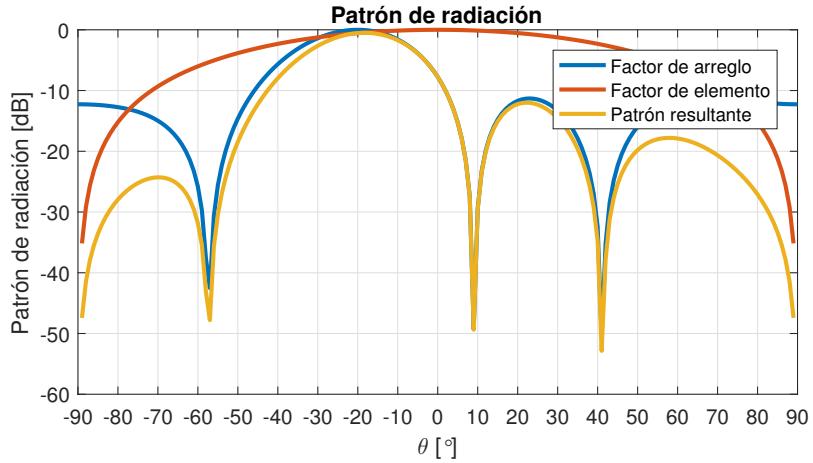


Figura 3: Patrón de radiación de un arreglo de antena con apuntamiento de haz en  $\theta = -20^\circ$ .

## 1.2. Síntesis digital directa

La síntesis digital directa, o DDS por sus siglas en inglés (*Direct Digital Synthesis*), es un método para producir señales analógicas mediante la generación de una señal digital y la posterior conversión analógica-digital [2].

La figura 4 muestra los componentes básicos de un sintetizador. El acumulador de fase representa la fase, un ángulo, de la señal a generar. El conversor de fase a amplitud entrega el seno de dicho ángulo.

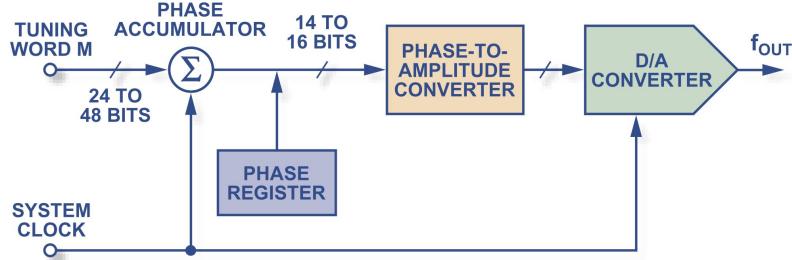


Figura 4: Componentes de un sintetizador digital directo, extraído de [2].

El conversor de fase a amplitud es usualmente una *look-up table*, es decir una tabla con los valores de una función. En este caso, la función seno. La frecuencia generada dependerá entonces de la frecuencia del reloj del sistema y de la palabra de ajuste de frecuencia M. Esta palabra representa los saltos que se dan al recorrer la *look-up table*. Mientras más grandes sean estos saltos, más rápido se recorrerá la tabla y mayor será la frecuencia de salida como se ilustra en la figura 5.

Muchos DDS comerciales permiten controlar, además de la frecuencia, la fase y la amplitud de la onda generada y permiten realizar otras funciones como modulación de señales.

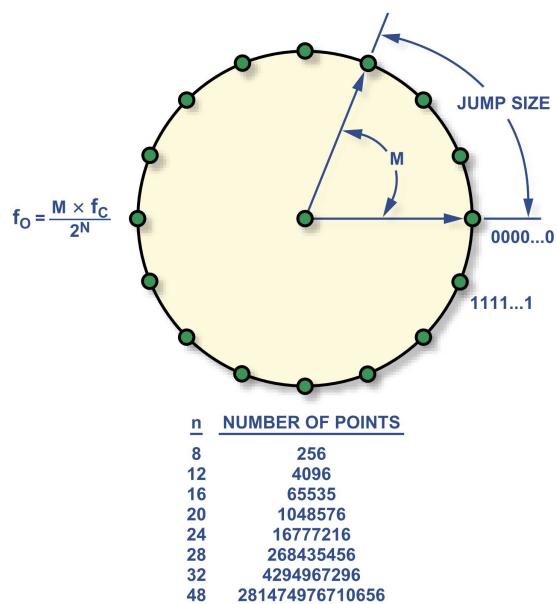


Figura 5: Conversor de fase a amplitud, una *look-up table* senoidal, extraído de [2].

## 2. Modelo del sistema

### 2.1. Movimiento del satélite

Para este estudio, consideramos que la Tierra es esférica y que el satélite describe una órbita circular con velocidad angular constante por lo que se trata de un movimiento circular uniforme.

Llamamos  $\alpha$  a la posición angular del satélite con respecto a la Tierra con origen en el punto en el que el satélite aparece por el horizonte local de la antena. Para nuestro estudio, definimos también  $\theta$ , la posición angular del satélite con respecto a la antena con origen en la normal del arreglo.

La velocidad tangencial del satélite es

$$v_t = \sqrt{\frac{GM_e}{R}}, \quad [\text{m s}^{-1}] \quad (1)$$

y la velocidad angular,

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt} = \frac{v_t}{R}, \quad [\text{rad s}^{-1}] \quad (2)$$

donde  $G = 6,673 \cdot 10^{-11} \text{ N m}^2 \text{ kg}^{-2}$  es la constante de gravitación universal,  $M_e = 5,98 \cdot 10^{24} \text{ kg}$  es la masa de la Tierra y  $R = R_e + h$  es el radio de la órbita del satélite, siendo el radio de la Tierra  $R_e = 6371 \text{ km}$  y  $h$  la altitud de la trayectoria del satélite.

Si suponemos que el satélite pasará por el céntro de nuestra estación terrena, tal como lo muestra la figura 6, para describir una pasada, es decir, el período en que el satélite está por encima del horizonte local y puede comunicarse con la estación terrena, deberá recorrer una distancia angular [3]

$$\alpha_{\text{pasada}} = 2 \arccos \left( \frac{R_e}{R} \right), \quad [\text{rad}] \quad (3)$$

en un tiempo

$$t_{\text{pasada}} = \frac{\alpha_{\text{pasada}}}{\omega}. \quad [\text{s}] \quad (4)$$

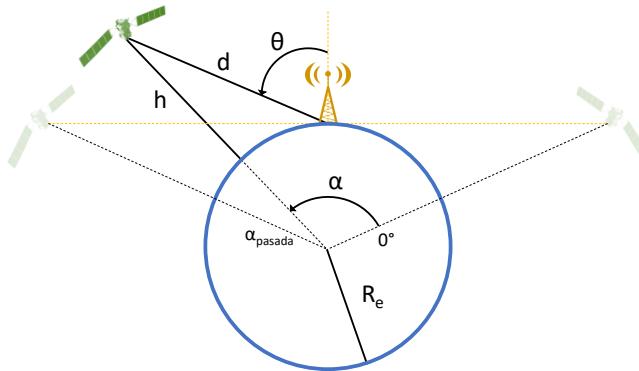


Figura 6: Esquema de la trayectoria del satélite en órbita baja respecto a la estación terrena.

La distancia entre el satélite y la estación terrena dada en términos de  $\theta$  es [4]

$$d(\theta) = \sqrt{R^2 - R_e^2 \sin^2 \theta} - R_e \cos \theta. \quad [\text{m}] \quad (5)$$

La menor distancia se dará cuando el satélite pase por el céntro de la estación terrena y  $d(0) = h$  y la mayor distancia, cuando el satélite aparece y desaparece por el horizonte local y  $d(\pm 90^\circ) = \sqrt{h^2 + 2R_e h}$ .

### 2.2. Señal base transmitida por el satélite

Consideramos que el satélite es un radiador isotrópico, es decir que emite radiación electromagnética igualmente en todas las direcciones, por lo que la señal recibida en la estación terrena es independiente del apuntamiento del satélite.

El estudio de los esquemas de modulación empleados para la transmisión de la información escapan a los objetivos del presente trabajo, por lo que se supondrá que el satélite transmite una onda sinusoidal a una frecuencia  $f_0$ .

## 2.3. Señales recibidas por los elementos del arreglo de antena

Existen diferentes fenómenos que modifican la señal base y producen que las señales recibidas por los elementos del arreglo de antena varíen en frecuencia, fase y amplitud. Resulta necesario tener esto en cuenta para poder reconstruir correctamente la información emitida por el satélite.

A continuación, analizaremos estas variaciones y los fenómenos que las producen para el caso general de un satélite en órbita baja y un arreglo lineal de antenas. Los gráficos se mostrarán para el caso particular en que la altitud de vuelo del satélite es  $h = 650$  km, la frecuencia de transmisión  $f_0 = 150$  MHz, el número de elementos del arreglo  $K = 4$  y la distancia entre elementos  $d_{elem} = \lambda_0/2 = 1$  m.

### 2.3.1. Diferencia de fase debida a la geometría del arreglo

Debido a la separación equidistante de los elementos del arreglo, la señal proveniente del satélite tendrá un retraso entre los distintos elementos igual a [1, pág. 126]

$$\phi(\theta, elem) = k_0(K - elem)d_{elem} \sin \theta, \quad [\text{rad}] \quad (6)$$

donde  $K$  es el número total de elementos,  $k_0$  es el número de onda y  $d_{elem}$  es la distancia entre elementos.

El número de onda indica el número de veces que vibra una onda en una unidad de distancia y se define como la inversa de la longitud de onda

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi c}{f_0} \quad [\text{rad m}^{-1}] \quad (7)$$

donde  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s es la velocidad de propagación de la radiación electromagnética en el espacio libre.

La figura 7 muestra la variación de fase para el arreglo y condiciones mencionadas previamente. Podemos observar que, debido a la elección de  $d = \lambda_0/2$ , cuando el satélite aparece y desaparece por el horizonte, las señales de elementos continuos están desfasadas medio período y, cuando el satélite está en el céntro de la estación terrena, todas las señales están en fase.

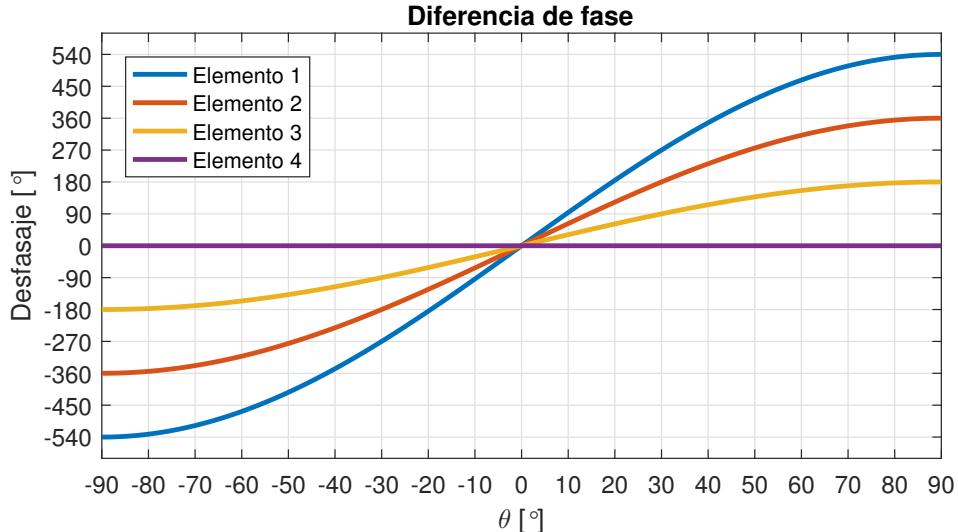


Figura 7: Diferencia de fase debida a la geometría del arreglo.

### 2.3.2. Diferencia de frecuencia debida al efecto Doppler

Durante una pasada, el satélite se acercará a la estación terrena desde que aparece por el horizonte hasta que llega a su céntro para luego alejarse hasta desaparecer por el otro horizonte. Este movimiento relativo del satélite respecto a la estación terrena provoca un cambio en la frecuencia recibida conocido como efecto Doppler.

El cambio de frecuencia está dado por [4]

$$\Delta f(\theta) = f_0 \frac{v_t}{c} \sin \theta, \quad [\text{Hz}] \quad (8)$$

y por lo tanto, la frecuencia recibida por los elementos del arreglo

$$f(\theta) = f_0 + \Delta f(\theta). \quad [\text{Hz}] \quad (9)$$

Las figuras 8 y 9 muestran el corrimiento de frecuencia y su derivada. Podemos observar que la razón de cambio es máxima en el cémito.

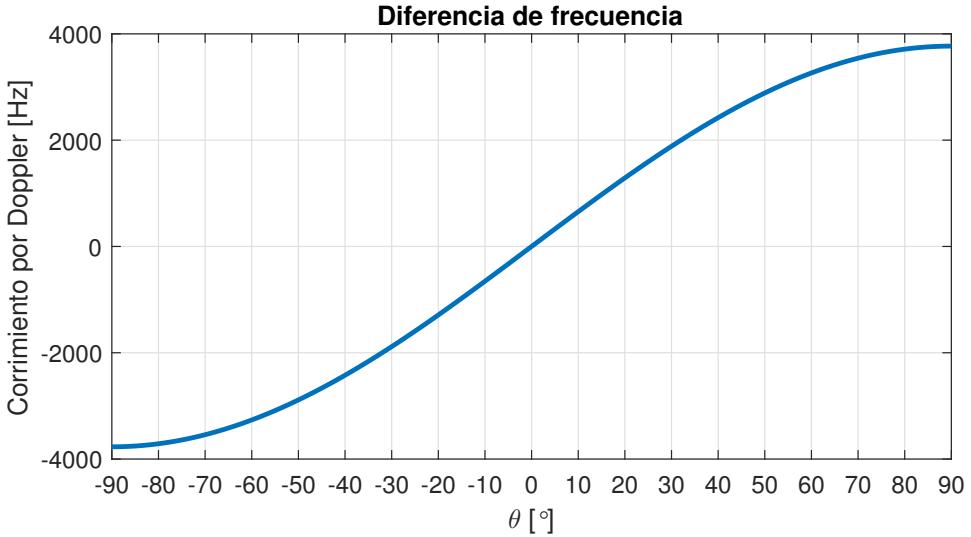


Figura 8: Cambio de frecuencia debido al efecto Doppler.

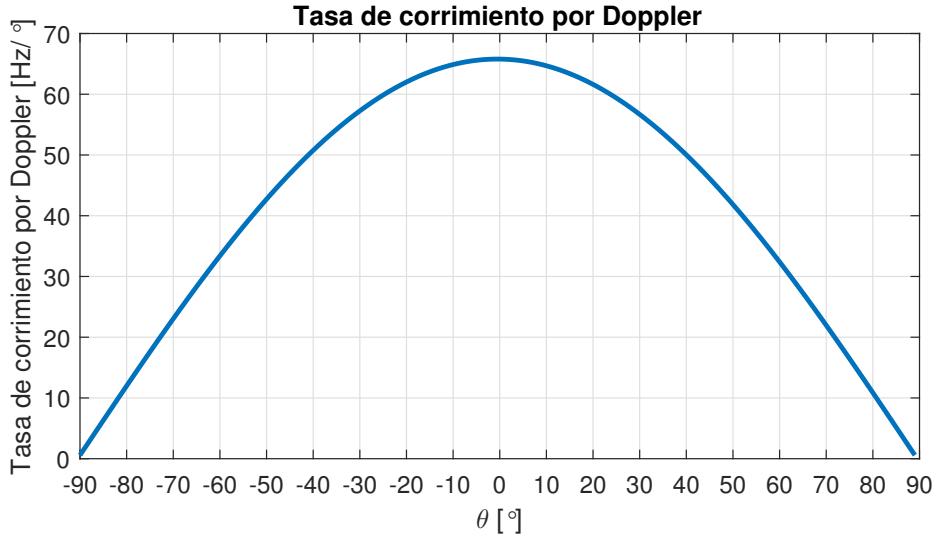


Figura 9: Tasa de cambio del corrimiento de frecuencia debido al efecto Doppler.

### 2.3.3. Diferencia de amplitud debida a pérdidas por trayectoria en espacio libre

Cuando una señal electromagnética viaja a través del espacio libre, se produce una atenuación en la potencia recibida  $P_r$  con respecto a la potencia transmitida  $P_t$  conocida como pérdidas por trayectoria en espacio libre  $P_l$  y que se expresa como [5, pág. 29]

$$P_l = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} = -10 \log_{10} \frac{G_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}, \quad [\text{dB}] \quad (10)$$

donde  $\sqrt{G_l}$  es el producto de los patrones de radiación de las antena transmisora y receptora en la dirección de la línea de mira, la línea recta que une transmisor y receptor,  $\lambda$ , la longitud de onda de la señal y  $d$ , la distancia entre emisor y receptor.

Para independizarnos de  $G_l$ , podemos estudiar cuál es la pérdida por trayectoria relativa a la máxima potencia recibida  $P_{lr}$ , que es cuando el satélite pasa por el céñit de la estación terrena y  $d = h$ , ver figura 10.

$$P_{lr} = -10 \log_{10} \frac{G_l \lambda^2 / (4\pi)^2 d^2}{G_l \lambda^2 / (4\pi)^2 h^2} = -10 \log_{10} \left( \frac{h}{d} \right)^2$$

$$P_{lr} = -20 \log_{10} \frac{h}{d} \quad [\text{dB}] \quad (11)$$

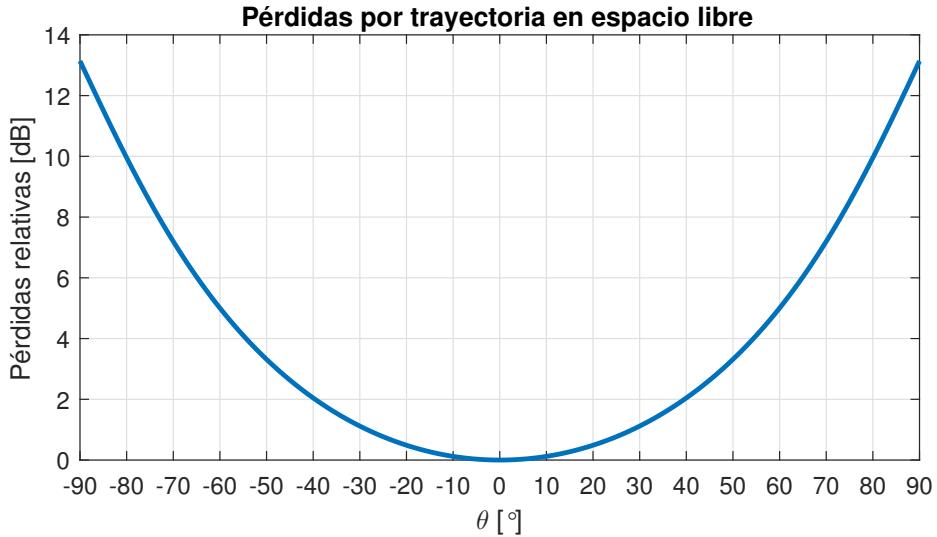


Figura 10: Pérdidas por trayectoria en espacio libre relativo a la potencia máxima relativa.

Si queremos representar la potencia recibida normalizada  $P_{rn}$ , es decir, en una escala de 0 a 1,

$$P_{rn} = 10^{-\frac{P_{lr}}{10}} = \left( \frac{h}{d} \right)^2, \quad (12)$$

como se muestra en la figura 11.

Para este estudio, sólo se ha tenido en cuenta las pérdidas por trayectoria en espacio libre, pero también existen atenuaciones debido al patrón de elemento de antena, que normalmente son máximas en el horizonte y mínimas en el céñit, como se vio en la figura 3 de la página 4. Existen además pérdidas por trayectoria que no están asociadas al espacio libre, sino a otros fenómenos, como refracción, difracción, y obstáculos en el terreno. Por estas razones, en la práctica no puede recibirse señales a  $\theta = \pm 90^\circ$ , sino a  $-80^\circ \lesssim \theta \lesssim 80^\circ$ .

### 2.3.4. Señal recibida en función del tiempo

Para completar el modelo, vamos a expresar la frecuencia, fase y amplitud de las señales recibidas en función del tiempo. Para ello, parametrizamos  $\theta$  en función del tiempo,

$$\alpha(t) = \omega t, \quad (13)$$

$$d(t) = \sqrt{\left( R^2 + R_e^2 - 2R_e R \cos \left( \frac{\alpha_{pasada}}{2} - \alpha(t) \right) \right)}, \quad (14)$$

por lo que,

$$\theta(t) = \arcsin \left( \frac{R}{d(t)} \sin \left( \frac{\alpha_{pasada}}{2} - \alpha(t) \right) \right). \quad (15)$$

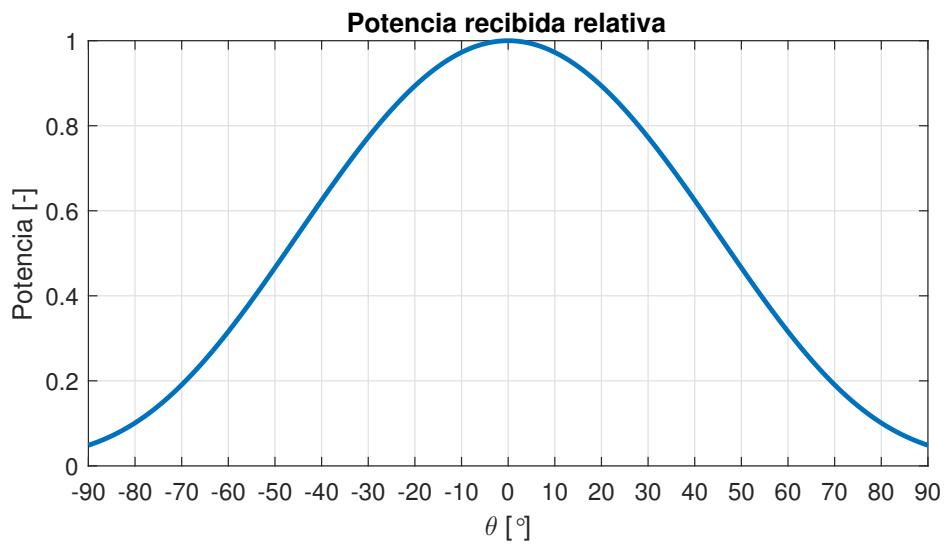


Figura 11: Potencia recibida normalizada.

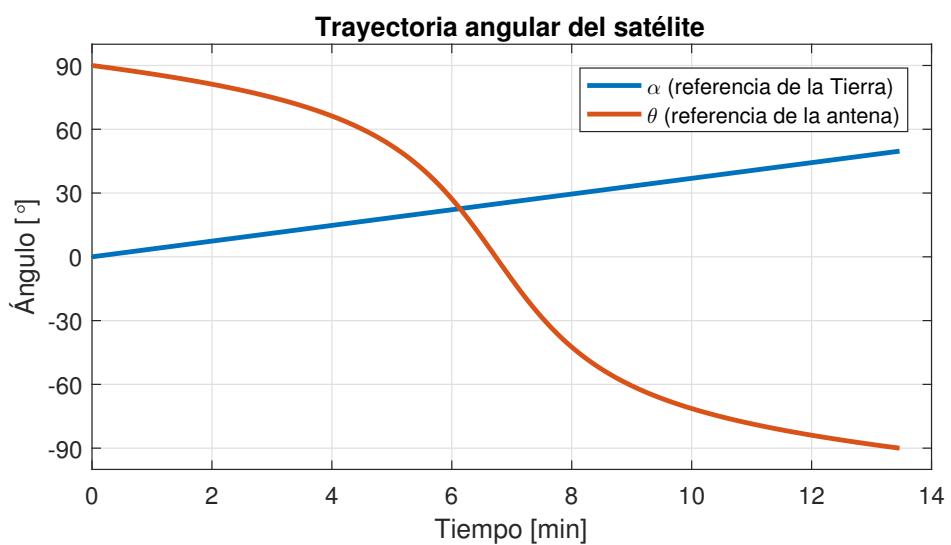


Figura 12: Trayectoria angular del satélite en función del tiempo.

Como podemos ver en la figura 12, la mayor tasa de cambio del ángulo  $\theta$  se da al llegar al cémit. Las figuras 14 a 16 muestran los cambios en las señales recibidas en función del tiempo.

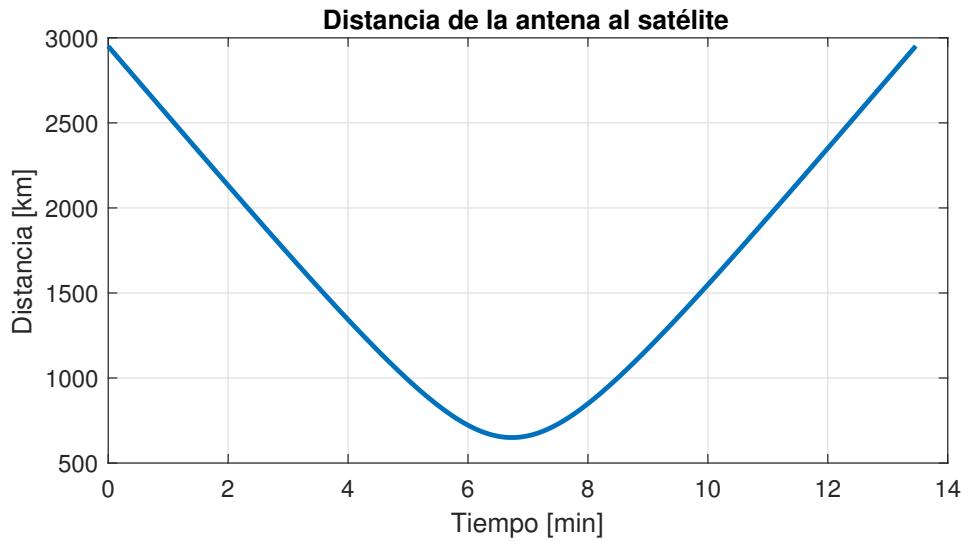


Figura 13: Distancia entre la antena y el satélite en función del tiempo.

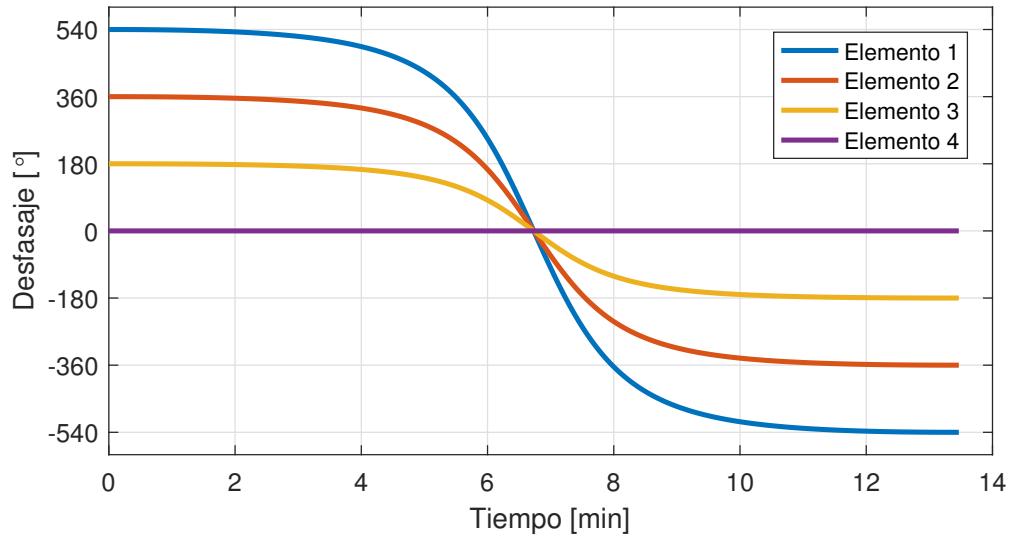


Figura 14: Desfasaje de las señales en función del tiempo.

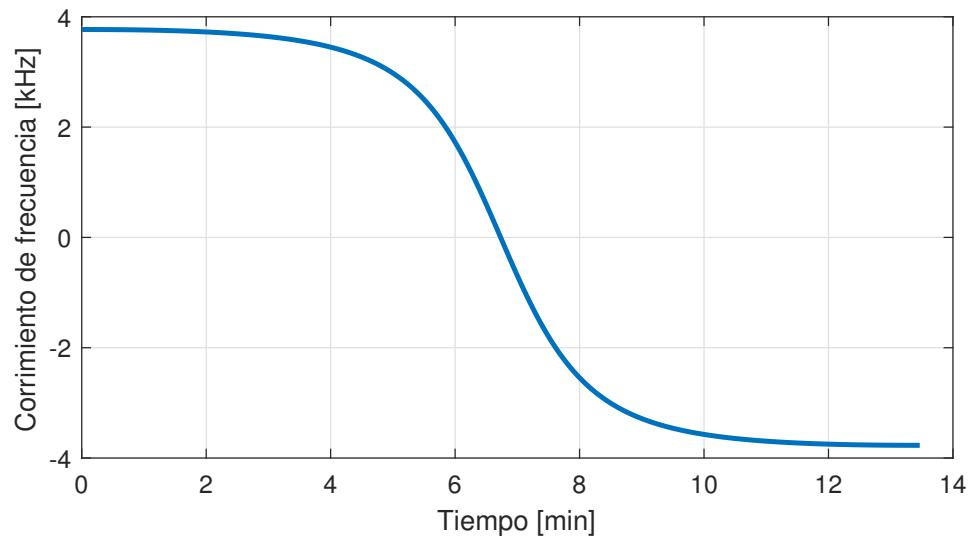


Figura 15: Diferencia de frecuencia en función del tiempo.

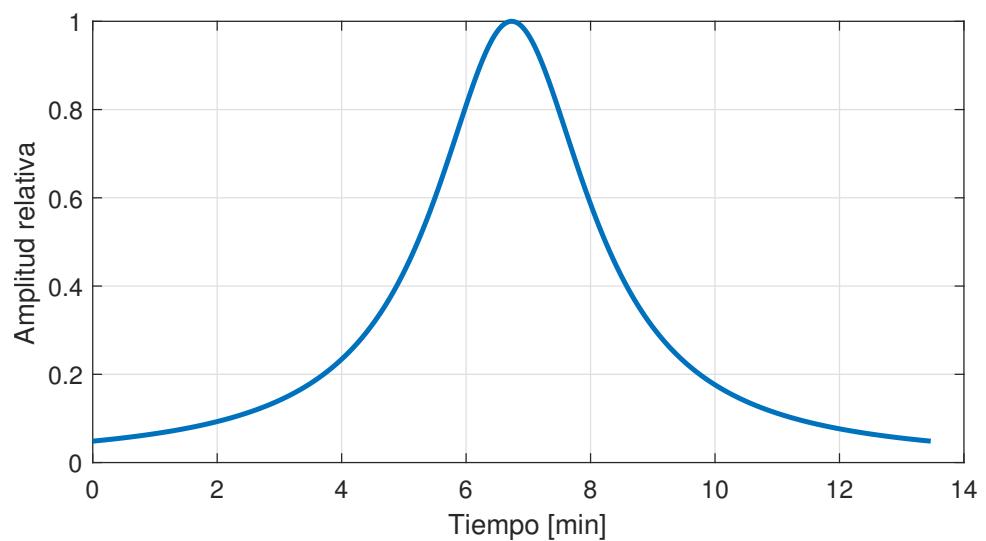


Figura 16: Relación de amplitud de las señales en función del tiempo.

### 3. Implementación del emulador

#### 3.1. Componentes

Para la implementación del emulador de arreglo de antenas utilizamos dos componentes: un microcontrolador y un sintetizador digital directo.

El microcontrolador elegido es un STM32F103 de ST dentro de la placa de desarrollo Blue-Pill que puede verse en la figura 17. El STM32F103 es un microcontrolador de 32-bit que trabaja a una frecuencia máxima de 72 MHz, tiene una memoria flash de 64 o 128 kB y entre otras características, cuenta con siete temporizadores e interfaces de comunicación SPI, I2C, USART, CAN y USB [6].



Figura 17: Placa de desarrollo Blue-Pill con un microcontrolador STM32F103.

Para el sintetizador digital directo, se cuenta con una placa de desarrollo del AD9959 de la empresa Analog Devices como la de la figura 18. El AD9959 es un sintetizador digital directo de cuatro canales que trabaja a una frecuencia máxima de reconstrucción de 500 MHz y cuenta con conversores digital-analógico de 10-bits y comunicación SPI [7].

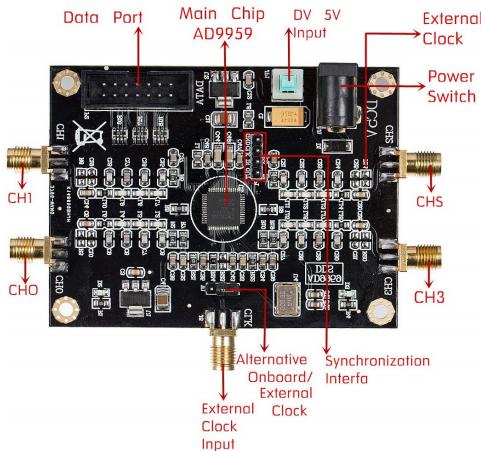


Figura 18: Placa de desarrollo del sintetizador digital AD9959.

#### 3.2. Comunicación y conexiones

La placa de desarrollo del A9959 tiene un puerto de datos con 14 pines de entrada y salida, 4 pines para la sincronización de múltiples sintetizadores y un jumper para la selección de reloj.

El jumper controla la entrada de reloj de referencia del sintetizador. Se puede elegir entre una entrada externa de reloj o un cristal de 25 MHz que ya viene en la placa. Por simplicidad, posicionamos el jumper para elegir la última opción.

Los cuatro pines de sincronización de múltiples dispositivos son SYNC\_CLK, SYNC\_IN, SYNC\_OUT y GND. Su funcionamiento se mencionará en el apartado 3.5.

Con respecto al puerto de datos, conectamos los pines al microcontrolador como se muestra en la figura 19.

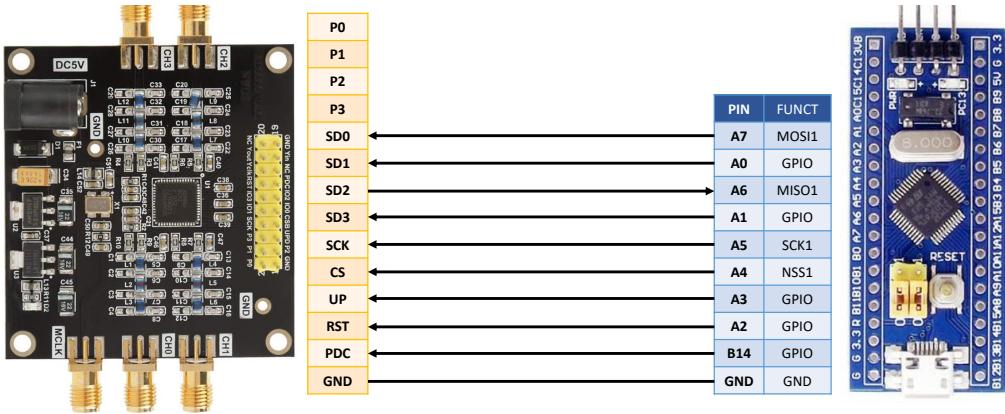


Figura 19: Conexiones entre microcontrolador y DDS.

Como se mencionó, el AD9959 se comunica a través de una interfaz SPI. Existen cuatro modos de comunicación programables para este dispositivo: un bit serie con dos cables, un bit serie con tres cables, dos bits serie y cuatro bits serie. Uno, dos y cuatro bits serie hacen referencia a la cantidad de bits que se transmiten en cada flanco ascendente del reloj. Para el modo de un bit serie, la transmisión y recepción puede hacerse por un canal bidireccional (dos cables) o dos canales unidireccionales (tres cables). Los modos de dos y cuatro bits usan canales bidireccionales. En nuestra implementación, usamos el modo un bit serie con tres cables por ser el estándar más utilizado para comunicaciones SPI.

Los pines SDIO\_0 a SDIO\_3 se usan para transmisión y recepción de datos y, si el modo de comunicación elegido deja algún pin libre, para realizar operaciones de *ramp-up* y *ramp-down* (RD/RD) y/o para sincronizar múltiples sintetizadores digitales directos. Para el modo elegido, el pin SDIO\_0 funciona como entrada al sintetizador, es decir, *Master-Out Slave-In* (MOSI), y el pin SDIO\_2, como salida, es decir, *Master-In Slave-Out* (MISO). Conectamos entonces el pin SDIO\_0 del DDS al pin A7 del microcontrolador que corresponde a la función MOSI de la interfaz SPI1 (MOSI1) y el pin SDIO\_2 al A6 (MISO1). Como para este prototipo no utilizaremos las funciones secundarias de los pines SDIO\_X, los conectamos a pines GPIO configurados como salidas en 0.

El protocolo SPI también necesita dos pines adicionales: una línea de reloj que permite sincronizar la comunicación y un pin de selección para activar y desactivar la comunicación al dispositivo. Conectamos los pines de reloj SCLK y de selección CS del sintetizador a los pines A5 (SCK1) y A4 (NSS1) del microcontrolador.

El pin IO\_UPDATE del AD9959 tiene como función transferir los datos recibidos de un buffer a los verdaderos registros. Esto produce que los cambios efectuados en el dispositivo se apliquen simultáneamente con el flanco ascendente del pin IO\_UPDATE. Conectamos este pin a A3 como salida digital del microcontrolador.

El pin MASTER\_RESET es una entrada digital que, cuando recibe un 1, reinicia los registros del sintetizador a sus valores por defecto. Conectamos este pin a A2 como salida digital del microcontrolador.

El pin PWR\_DWN\_CTL controla el modo de ahorro de energía. Cuando esta entrada recibe un 1, se activa el modo de ahorro de energía. Como estaremos constantemente usando el sintetizador, conectamos este pin al GPIO B14 del microcontrolador configurado como salida en 0.

Los pines P0 a P3 del AD9959 se usan para modulación. Como no utilizaremos esta funcionalidad, podemos dejar estos pines flotando.

Necesitamos finalmente que el sintetizador y el microcontrolador tengan una tierra común. Para esto, conectamos los pines GND de ambos dispositivos.

### 3.3. Configuración inicial de registros

El sintetizador AD9959 posee una cantidad considerable de registros que controlan las distintas funciones del dispositivo. Pero para nuestro prototipo sólo necesitaremos modificar dos registros en la configuración inicial como se explica a continuación.

El registro *Channel Selection Register* (CSR) de la dirección 0x00:

Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
X	X	X	X	0	0	1	0

Los bits 7 a 4 seleccionan los canales a los que se le aplican los cambios. En la configuración inicial no es necesario seleccionar ningún canal. El bit 3 debe ser 0. Los bits 2 y 1 configuran el modo de comunicación. El valor b01 selecciona el modo de un bit serie con tres cables. El bit 0 en 0 determina que el formato de los datos es bit más significativo primero (MSB).

El registro *Function Register 1* (FR1) de la dirección 0x01:

Bit23	Bit22	Bit21	Bit20	Bit19	Bit18	Bit17	Bit16
1	1	0	1	0	0	0	0
Bit15	Bit14	Bit13	Bit12	Bit11	Bit10	Bit9	Bit8
0	0	0	0	0	0	0	0
Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
0	0	0	0	0	0	0	0

Este registro nos permite, principalmente, configurar la frecuencia del sistema. Los bits 22:18 determinan la relación de división del PLL. Este valor, de 4 a 20, multiplica la frecuencia del reloj de entrada. Asignamos el valor 20 = 0b10100 para obtener la máxima frecuencia  $20 \times 25 \text{ MHz} = 500 \text{ MHz}$ .

El bit 23 debe ser 1 para frecuencias del sistema superiores a 255 MHz. Los demás bits no son de relevancia para nuestra aplicación y los dejamos en 0.

### 3.4. Control de las señales generadas

Una vez que hemos realizado la configuración inicial de registros, podemos comenzar con la emulación propiamente dicha.

Configuramos el Timer1 del microcontrolador para realizar una interrupción cada milisegundo, es decir, con una velocidad de 1 kHz. En cada interrupción se calcula la posición del satélite y en base a ello, la frecuencia, amplitud y fase de las señales recibidas por los elementos del arreglo de antena como se describió en el apartado 2. Luego, se escriben los registros necesarios para obtener estas señales en los canales del sintetizador como explicaremos a continuación.

Primero, debemos seleccionar el canal que queremos modificar. Recordemos que para ello se deben escribir los bits 7 a 4 del registro CSR, dirección 0x00. Un 1 activa el canal y un 0 lo desactiva. El bit 7 controla el canal 3, el bit 6, el canal 2, el bit 5, el canal 1 y el bit 4, el canal 0. Al escribir este registro, debemos tener cuidado en respetar los valores del resto de los bits que asignamos para la configuración deseada.

Por un lado, para asignar la frecuencia, escribimos el registro de 4-bytes *Channel Frequency Tuning Word 0* (CFTW0), dirección 0x04. El valor de la palabra de 32-bits a asignar, *Frequency Tuning Word* (FTW), está dada por

$$FTW = \frac{f_{out}}{f_s} \times 2^{32}, \quad (16)$$

siendo  $f_{out}$  [Hz] la frecuencia de salida deseada y  $f_s$  [Hz], la frecuencia del sistema (teniendo en cuenta la división del PLL). Como sabemos por la teoría de Nyquist,  $f_{out} \leq f_s/2$ .

Por otro lado, para asignar la fase, escribimos el registro de 2-bytes *Channel Phase Offset Word 0* (CPOW0), dirección 0x05. El valor de la palabra de 14-bits, *Phase Offset Word* (POW), a asignar en los bits 13 a 0, está dada por

$$POW = \frac{\phi_{out}}{360} \times 2^{14}, \quad (17)$$

siendo  $0^\circ \leq \phi_{out} < 360^\circ$  la fase de salida deseada. Los bits 15 y 14 pueden tomar cualquier valor.

Por último, para asignar la amplitud, escribimos el registro de 3-bytes *Amplitude Control Register* (ACR), dirección 0x06. El valor de la palabra de 10-bits, *Amplitude Scale Factor* (ASC), a asignar en los bits 9 a 0, está dada por

$$ASC = a_{out} \times (2^{10} - 1), \quad (18)$$

siendo  $0 \leq a_{out} \leq 1$  la amplitud de salida normalizada. Los bits 23 a 10 definen otros parámetros de la amplitud que no utilizaremos para nuestro prototipo, por lo que los dejamos en 0.

### 3.5. Posibilidad de extensión del emulador

El AD9959 permite sincronizar múltiples sintetizadores del mismo modelo fácilmente [7, págs. 29, 30]. Esto es una característica especialmente interesante si queremos extender el sistema propuesto para un arreglo plano de antenas.

Existe un modo automático y dos manuales para la sincronización de los sintetizadores. A continuación explicaremos, brevemente, el modo automático por ser el de más fácil implementación.

Un AD9959 actuará como maestro y el resto, como esclavo. En lo que respecta a las conexiones, el pin SYNC\_OUT del maestro se conecta al pin SYNC\_IN de los esclavos. Un circuito interno de autosincronización se encarga de que las máquinas de estados de los esclavos se igualen a las del maestro. El pin SYNC\_CLK no se utiliza para el modo automático, sí para los modos manuales. Se debe además interconectar los pines GND para unificar la tierra de los dispositivos.

En lo que respecta a la configuración de registros, se debe escribir el bit 7 del registro *Function Register 2* (FR2), dirección 0x02, en 1 para activar el modo de sincronización automática. La asignación de maestro y esclavos se realiza mediante el bit 6 del registro FR2. Un 1 determina que el dispositivo es maestro, un 0, esclavo. El bit 5 del FR2 indica que hubo una falla en la sincronización, pero no la detiene.

Lo descripto anteriormente sincroniza las máquinas de estado de los dispositivos, pero se debe tener además especial cuidado con el pin IO\_UPDATE. La salida del microcontrolador que controla este pin debe llegar a todos los sintetizadores simultáneamente. Si hubiese algún retraso, se producirá un desfasaje indeseado de las señales.

Por último, la comunicación SPI entre microcontrolador y sintetizadores debe respetar la configuración de esclavos independientes. Cabe aclarar que, ahora, con maestro nos referimos al microcontrolador y con esclavos, a todos los sintetizadores (independientemente de cuál es el sintetizador maestro o esclavo en la sincronización). En esta configuración de esclavos independientes, las líneas SCLK, MOSI y MISO son compartida entre todos los esclavos y las líneas de  $\overline{CS}$  son individuales, es decir que hay una para cada esclavo, y controlan con cuál dispositivo se quiere comunicar el maestro.

## 4. Resultados

### 4.1. Observaciones en el osciloscopio

Conectamos las salidas de los canales analógicos a un osciloscopio MSO 2024B de la marca Tektronix. Este osciloscopio, que puede apreciarse en la figura 20, posee cuatro canales analógicos y cuenta con un ancho de banda analógico de 200 MHz, por lo que es ideal para nuestra aplicación.

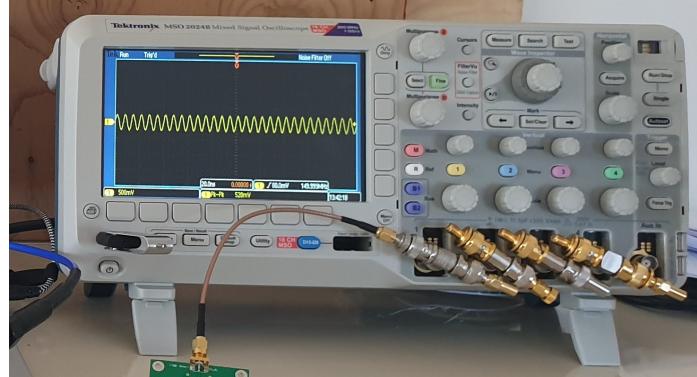


Figura 20: Osciloscopio Tektronix MSO 2024B.

Capturamos nueve momentos de la pasada del satélite a intervalos regulares y obtuvimos las imágenes que se pueden observar en la figura 21.

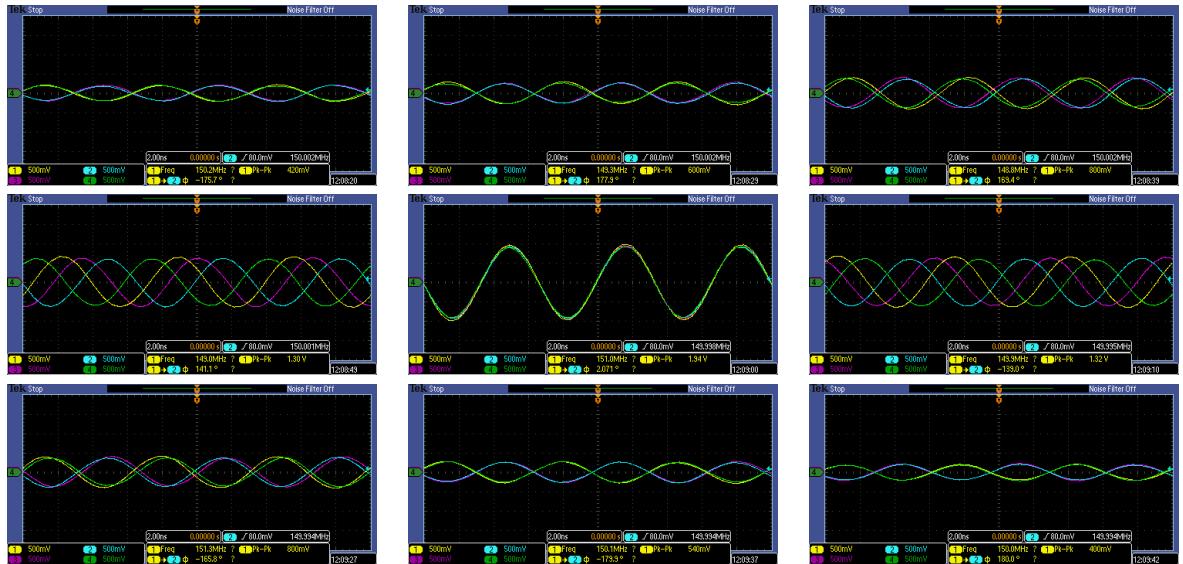


Figura 21: Capturas del osciloscopio para una pasada del satélite

Podemos constatar que tanto la amplitud como la fase de las señales se corresponden con lo que esperábamos. Cuando el satélite aparece por el horizonte, la amplitud es mínima y las señales de elementos consecutivos están en contrafase. A medida que el satélite avanza, la amplitud y el desfase de las señales aumenta. Al llegar al céntit, la amplitud es máxima y todas las señales están en fase. El proceso inverso ocurre a partir de que el satélite pasa por el céntit hasta que se oculta en el otro horizonte.

Sin embargo, no es posible ver el corrimiento de frecuencia de las señales porque, para la frecuencia central analizada, 150 MHz, las variaciones de frecuencia presentes ( $\pm 4$  kHz) no son apreciables. Por ello, recurrimos a un analizador de espectro para poder observar con precisión la frecuencia de las señales.

## 4.2. Observaciones en el analizador de espectro

Utilizamos un analizador de espectro N9320B de la empresa Keysight. Este equipo, ver figura 22, trabaja con frecuencias de 9 kHz a 3 GHz.



Figura 22: Analizador de espectro Keysight N9320B.

Ya que la frecuencia es la misma para las cuatro señales, conectamos una sola salida del sintetizador al analizador de espectro. Con la función *max-hold*, que mantiene los valores máximos en el tiempo, analizamos los mismos nueve momentos de la pasada del satélite y obtuvimos los resultados de la figura 23.

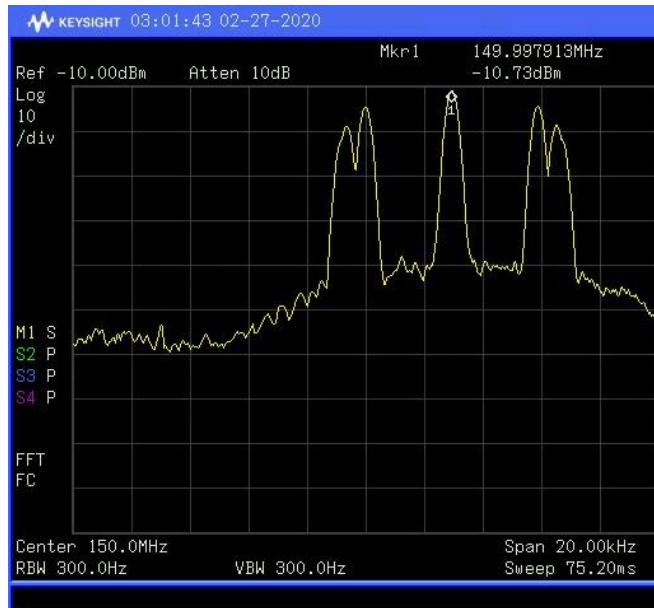


Figura 23: Captura *max-hold* del analizador de espectro para una pasada del satélite.

Podemos ver que existe un corrimiento en la frecuencia a lo largo del tiempo. Los picos pequeños al extremo derecho e izquierdo corresponden, respectivamente, al inicio y fin de la pasada. El pico máximo en el medio corresponde al momento en que el satélite está en el céntro del arreglo. Esto se corresponde con lo estudiado en el apartado 2. Cuando el satélite aparece por un horizonte, éste se aproxima a la estación terrena y la frecuencia observada es máxima, cuando se esconde por el otro horizonte, se aleja y la frecuencia observada es mínima.

Podemos observar que la frecuencia central no se encuentra exactamente en 150 MHz. Esto se debe a imprecisiones en el cristal del sintetizador digital directo. No obstante, el corrimiento sí se corresponde a lo calculado, 4 kHz.

Analizamos además la respuesta en frecuencia del sintetizador digital directo para entender mejor su funcionamiento. Producimos una salida sinusoidal de 150 MHz y vemos en la figura 24 cómo aparecen

espurios debidos a mezclas y alinealidades de los componentes.

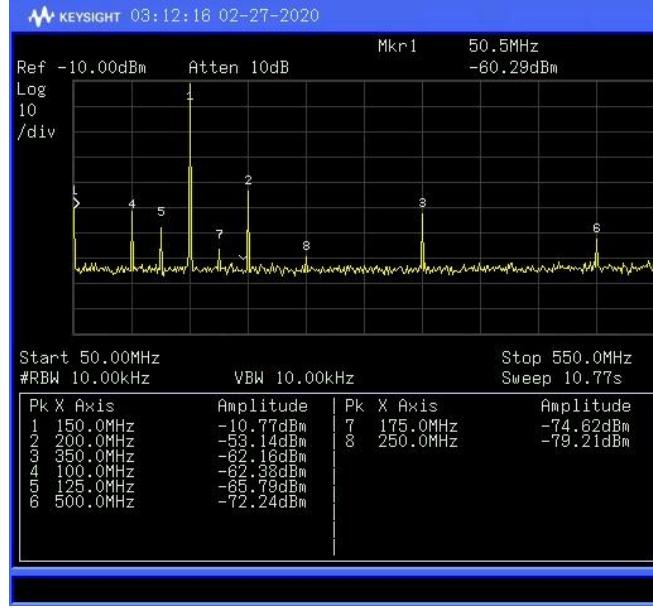


Figura 24: Frecuencias espurias debido a mezclas y alinealidades de los componentes del sintetizador.

Por la teoría del muestreo, se explica que aparezca una imagen de la frecuencia de salida en

$$F_s - F_{out} = 500 \text{ MHz} - 150 \text{ MHz} = 350 \text{ MHz}.$$

Por este motivo, los digitalizadores digitales directos incorporan un filtro pasa-bajo para mitigar este efecto. Producimos con el DDS un barrido de frecuencia de igual amplitud y observamos cómo es la respuesta del filtro en la figura 25

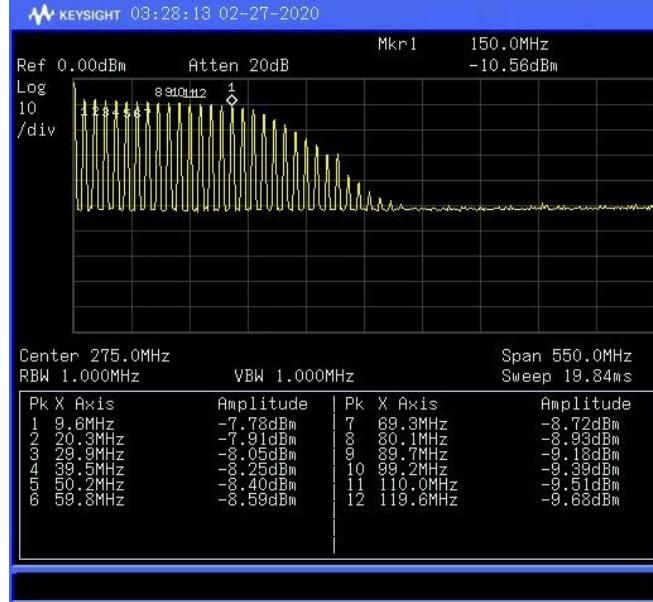


Figura 25: Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajo que incorpora el sintetizador.

### 4.3. Validación experimental del apuntamiento de haz

Vimos en el apartado 1.1 que al sumar las señales de los elementos del arreglo, debido a interferencia constructiva y destructiva, se produce un apuntamiento de haz, es decir, existe una dirección en la cual la señal recibida es máxima. Si no hay ningún retardo entre las señales recibidas, el apuntamiento será hacia el céñit. Cuando introducimos un retardo entre las señales, el apuntamiento cambiará.

Para validar este fenómeno, sumamos las señales de salida del sintetizador usando, en primer lugar, cables de igual longitud. Los cables de igual longitud producen retardos iguales en las señales. Observamos la suma de las señales en el osciloscopio para una pasada del satélite y pudimos corroborar que la máxima señal se daba en  $\theta = 0^\circ$ .

Si tenemos cables de diferentes longitudes, el retardo entre las señales  $t_{\text{offset}}$  esperado es

$$t_{\text{offset}} = \frac{\Delta l}{v}, \quad [\text{s}] \quad (19)$$

siendo  $\Delta l$  [m] la diferencia de longitud entre los cables y  $v \approx 0,66 c$  [ $\text{m s}^{-1}$ ] la velocidad de propagación de las señales en el cable.

En términos de fase, esto significa un desfasaje  $\phi_{\text{offset}}$  de

$$\phi_{\text{offset}} = -360^\circ \times \frac{t_{\text{offset}}}{t_0}, \quad [^\circ] \quad (20)$$

siendo  $t_0$  [s] el período de la señal transmitida.

Una vez que tenemos el desfasaje, buscamos en la figura 7 de la página 7, el ángulo de apuntamiento que corresponde a este desfase.

Usamos cables de las siguientes longitudes: 560, 770, 1010 y 1240 mm. La diferencia promedio entre los cables es de 227 mm, por lo que el desfasaje entre las señales teórico es de aproximadamente  $\phi_{\text{offset}} = -62^\circ$ , lo que corresponde a un apuntamiento en  $\theta = -20^\circ$ .

Corroboramos en el osciloscopio que la sumatoria de las señales es en efecto máxima alrededor de  $\theta = -20^\circ$ . Si graficamos el patrón de radiación de antena, vemos que además del lóbulo principal, que corresponde a la dirección de apuntamiento, existen lóbulos secundarios que determinan zonas de cancelación y máximos locales. Pudimos observar en el osciloscopio estas zonas de cancelación y máximos locales.

La configuración usada puede verse en la figura 26. En la computadora tenemos el patrón de radiación de la antena y una terminal en dónde el microcontrolador imprime la posición del satélite  $\theta$  que se está emulando. El osciloscopio muestra la suma de las señales y nos muestra la amplitud pico-a-pico.

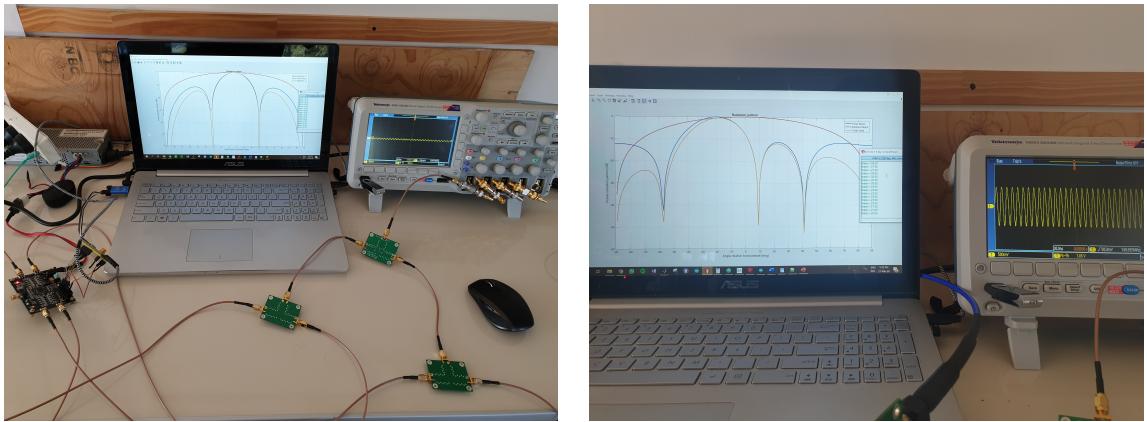


Figura 26: Configuración usada para la verificación del apuntamiento de haz.

## 5. Conclusiones

Se modelaron las señales recibidas por los elementos de un arreglo lineal de antenas para señales emitidas por un satélite en órbita baja. Para esto se estudió el movimiento del satélite, la señal emitida y los fenómenos que modifican la señal recibida por los elementos del arreglo teniendo en cuenta el corrimiento de frecuencia por efecto Doppler, los desfasajes producidos por la geometría del arreglo y la diferencia de amplitud por las pérdidas en espacio libre.

Se implementó un prototipo de un emulador de arreglo de antena de 1x4. Este prototipo consiste de un microcontrolador y un sintetizador digital directo. El microcontrolador calcula las señales a emular de acuerdo con el modelo estudiado y se comunica con el sintetizador para darle los comandos de frecuencia, fase y amplitud. El sintetizador recibe esos comandos y entrega a la salida las señales deseadas.

Se comprobó que dichas señales se correspondan con el modelo propuesto mediante el análisis de las señales generadas en un osciloscopio y un analizador de espectro. Con el analizador de espectro se realizó además una breve caracterización de la respuesta en frecuencia del sintetizador. Por último, también se comprobó el modelo mediante la realización de un apuntamiento de haz mediante cables de distintas longitudes, induciendo así retardos en las señales.

Se deja como trabajos a futuro, la mejora del modelo propuesto, como la inclusión de la modulación de la señal emitida, la consideración de una órbita real del satélite y de otras pérdidas, no sólo por espacio libre. Se propone además, extender el prototipo realizado a un arreglo de Nx4, con la utilización de N sintetizadores.

## Referencias

- [1] Hubregt J. Visser. *Array and Phased Array Antenna Basics*. Wiley, 2005. ISBN: 0470871172.
- [2] Eva Murphy y Colm Slattery. «Ask The Application Engineer—33 All About Direct Digital Synthesis». En: *Analog Dialog* (2004).
- [3] Louis J. Ippolito Jr. *Satellite Communications Systems Engineering: Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance*. Wiley, 2008. ISBN: 0470725273.
- [4] Otilia Popescu, Jason S. Harris y Dimitrie C. Popescu. «Designing the communication subsystem for nanosatellite CubeSat missions: Operational and implementation perspectives». En: *SoutheastCon 2016* (2016), págs. 1-5.
- [5] Andrea Goldsmith. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005. ISBN: 0521837162.
- [6] *Medium-density performance line ARM-based 32-bit MCU with 64 or 128 KB flash, USB, CAN, 7 timers, 2 ADCs, 9 com. interfaces*. STM32F103x8, STM32F103xB. Rev. 17. ST. 2015.
- [7] *4-channels, 500MSPS DDS with 10-bit DACs*. AD9959. Rev. B. Analog Devices. 2008.