

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN**

**Universidad Politécnica de Cartagena**



**Proyecto Fin de Carrera**

# Estudio y Desarrollo de un Sistema Radar para el Seguimiento de Blancos

**Autor:** Mariano Javier Pamies Porras

**Directores:** Alejandro Álvarez Melcón

Jose Javier Martínez Álvarez

David Cañete Rebenaque

Cartagena, Julio 2008



<b>Autor</b>	Mariano Javier Pamies Porras
<b>E-mail del Autor</b>	mjpgamies@hotmail.com
<b>Director(es)</b>	Alejandro Álvarez Melcón; Jose Javier Martínez Álvarez
<b>E-mail del Director</b>	<a href="mailto:alejandro.alvarez@upct.es">alejandro.alvarez@upct.es</a> ; <a href="mailto:jjavier.martinez@upct.es">jjavier.martinez@upct.es</a>
<b>Codirector(es)</b>	David Cañete Rebenaque
<b>Título del PFC</b>	Estudio y Desarrollo de un Sistema Radar para el Seguimiento de Blancos
<b>Descriptores</b>	Radar, <i>phased array</i> , radiogoniómetro, <i>tracking</i>
<p><b>Resumen</b></p> <p>Este proyecto desarrolla y estudia algunos componentes de un Sistema Radar de Seguimiento:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>a) Subsistema transmisor</li> <li>b) Subsistema receptor</li> <li>c) Subsistema de control</li> </ul> <p>El receptor está basado en un <i>phased-array</i>, del cual se han diseñado los elementos radiantes, que són antenas de parche, se han estudiado diferentes técnicas para la red de desfasaje y se incluye el diseño de la red de alimentación. También se han implementado en tecnología planar algunos de los circuitos principales de esta parte del sistema.</p> <p>El receptor se basa en un radiogoniómetro, para poder implementar una técnica de seguimiento por <i>Conical Scan</i>. Se ha realizado un estudio de algunos de sus parámetros más importantes.</p> <p>La unidad de control está basada en un programa C corriendo bajo un MicroBlaze implementado en una FPGA.</p>	
<b>Titulación</b>	Ingeniería de Telecomunicación
<b>Intensificación</b>	Sistemas y Redes de Telecomunicación
<b>Departamentos</b>	Departamento de Electrónica, Tecnología de las Computadoras y Proyectos y Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
<b>Fecha de Presentación</b>	Julio- 2008



## Agradecimientos

En primer lugar, y por su especial dedicación, atención y paciencia, mil gracias a los tres directores de este proyecto, D. Jose Javier Martínez Álvarez, D. David Cañete Rebenaque y el Dr. D. Alejandro Álvarez Melcón. También quiero dar las gracias por su colaboración al Dr. D. Jose Luís Gómez Tornero.

En segundo lugar quiero expresar todo mi agradecimiento al personal del TIC y del DETCP, sobre todo a las maestras de taller Margarita Galindo González y Noelia Aliaga Ruiz, sin olvidarme del técnico del SAIT David Henarejos Navarro.

Otras personas que me han ayudado mucho para llevar hacia adelante este proyecto, y parte de la carrera, han sido mis compañeros y amigos, fueron muchos pero me gustaría hacer mención especial para Noemí, Pilar, Alejandro y Claudia.

Uno de los mayores responsables de los conocimientos que he adquirido para poder terminar este Proyecto Final de Carrera ha sido D. Alfonso Aniorde Carbonell, quién primero me alentó para comenzar mis estudios en ingeniería, y posteriormente me brindó un gran apoyo y ánimo.

No quiero olvidarme de todo el apoyo de mi hermano, sin sus ánimos la vida hubiera sido mucho más dura. Tampoco me voy a olvidar de mis tíos María y David, con especial mención a mis padrinos políticos Juan y Marillanos, y por supuesto tampoco me olvido de dar las gracias a mis padrinos “verdaderos” Mariano y Mariví. A Eva, Javi, María, Irene y Paula, gracias por distraerme. Pero también tengo mucho que agradecer a la Mami, que siempre me ha dado todo el aliento que ha podido.

Para el final dejo a los mejores, por soportar no sólo estos últimos meses, sino también los casi cinco años precedentes, dando ánimos en los peores momentos, siempre tendiendo una mano para poder dar un pasito más, simplemente gracias Papá y Mamá.



## ÍNDICE

### Capítulo 1. Introducción

1.1 Sistemas de seguimiento radar	-----	pág. 3
1.2 Objetivos del proyecto	-----	pág. 4
1.3 Concepción del sistema	-----	pág. 3
1.3.1 Funcionamiento básico	-----	pág. 4 a 5
1.4 Fases de desarrollo	-----	pág. 5 a 6

### Capítulo 2. Subsistema transmisor

2.1 Antenas de parche		
2.1.1 Diseño preliminar	-----	pág. 9 a 12
2.1.2 Implementación	-----	pág. 12 a 15
2.1.3 Análisis de resultados	-----	pág. 15
2.2 Elección de la separación entre antenas		
2.2.1 Análisis teórico	-----	pág. 16
2.2.2 Simulaciones	-----	pág. 16 a 18
2.2.3 Análisis de las simulaciones	-----	pág. 18
2.3 Red de alimentación, diseño e implementación		
2.3.1 Diseño de la red	-----	pág. 19 a 23
2.3.2 Implementación	-----	pág. 23 a 25
2.3.3 Análisis de resultados	-----	pág. 25
2.4 Diseño e implementación del desfasador		
2.4.1 Primer diseño	-----	pág. 26 a 28
2.4.2 Segundo diseño	-----	pág. 28 a 31
2.4.3 Tercer diseño	-----	pág. 32 a 35
2.4.4 Elección de un diseño, implementación	-----	pág. 35 a 41
2.4.5 Análisis de resultados	-----	pág. 41 a 42

### Capítulo 3. Subsistema receptor

3.1 Estudio teórico	-----	pág. 45 a 48
3.2 Diseño y simulaciones	-----	pág. 48 a 50
3.3 Análisis C/N	-----	pág. 51 a 52
3.4 Análisis de resultados	-----	pág. 52
3.5 Ventajas e inconvenientes	-----	pág. 53
3.6 Soluciones de implementación		
3.6.1 Aumento de la complejidad	-----	pág. 53
3.6.2 Receptor “todo o nada”	-----	pág. 53 a 54

### Capítulo 4. Subsistema de control

4.1 Estudio de la distancia y la precisión	-----	pág. 57 a 63
4.2 Diseño		
4.2.1 Pasos previos	-----	pág. 64 a 66
4.2.2 Primer algoritmo	-----	pág. 66 a 70
4.2.3 Segundo algoritmo	-----	pág. 70 a 73
4.3 Implementación	-----	pág. 73 a 77
4.4 Análisis de resultados	-----	pág. 77 a 78

### Capítulo 5. Conclusiones

5.1 Subsistema transmisor	-----	pág. 81
5.2 Subsistema receptor	-----	pág. 81
5.3 Subsistema de control	-----	pág. 81 a 82
5.4 Objetivos del proyecto y su consecución	-----	pág. 82
5.5 Perspectivas futuras	-----	pág. 82 a 83
5.6 Objetivos personales	-----	pág. 83

Capítulo 6. Bibliografía y Referencias	-----	pág. 87
--	-------	---------

# **Capítulo 1. Introducción**



## 1. Introducción

En este proyecto se desarrolla el diseño y parte de la implementación de un radar de seguimiento. Al no basarse en ningún sistema ya desarrollado, sino en el conocimiento de algunas técnicas radar básicas hemos determinado nosotros mismos las partes de las que debía constar el sistema. Por otro lado ha de tenerse en cuenta que no se tratará de una aplicación con motivaciones profesionales sino con un claro marco docente de aplicación. A lo largo de este primer capítulo hablaremos acerca de estas y otras características generales de nuestro sistema.

En primer lugar haremos una breve introducción sobre la técnica de seguimiento que vamos a emplear, dentro de las diferentes técnicas de seguimiento existentes. Después vamos a citar los objetivos principales que esperábamos cumplir en el desarrollo de este proyecto. Por último haremos un breve resumen del sistema en su conjunto, entendiendo su funcionamiento global, y de las fases de desarrollo del mismo.

### 1.1 Sistemas de seguimiento radar

Existen múltiples técnicas para realizar el seguimiento de blancos, como pueden ser la medida de retardos, ó *Range Measurement Tracking*, la obtención de desplazamiento Doppler, o *Frequency Measurement Tracking*, y la medida de la posición angular por exploración, o *Tracking by Conical Scan*. Nuestro sistema sigue la idea de obtener la posición del blanco midiendo su posición angular, que se podría enmarcar dentro de los sistemas de *Tracking by Conical Scan*. Un esquema simplificado de este tipo de sistemas es el siguiente (Figura 1):

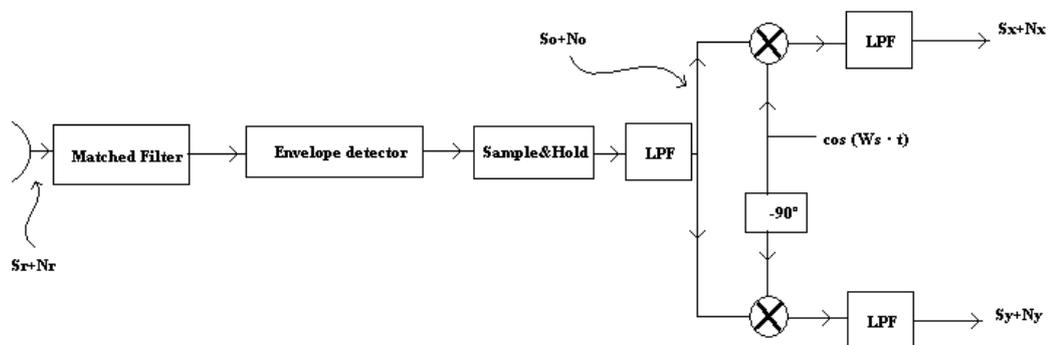


Figura 1. Diagrama de bloques de un sistema de seguimiento por *Conical Scan* [1]

Las señales de salida  $S_x$  y  $S_y$  permiten obtener la posición angular vertical y horizontal. Como veremos en el desarrollo de la memoria, nosotros hemos realizado un sistema muy parecido a este, pero con algunas diferencias que se irán explicando. Así mismo, nuestro sistema es bastante más sencillo puesto que únicamente vamos a medir la posición acimutal, u horizontal, del blanco.

[1] Peyton Z. Peebles, Radar Principles, ed. John Wiley & Sons, Inc.

## 1.2 Objetivos del proyecto

Este proyecto nace gracias a la idea de controlar el apuntamiento de un array de antenas unidimensional digitalmente, y su posterior aplicación para desarrollar un sistema de seguimiento. Como veremos a lo largo de esta memoria encontramos muchas dificultades tanto en el diseño como en la implementación, puesto que se marcaron algunos objetivos que comprometían las técnicas a emplear. Los objetivos más importantes que determinamos fueron:

- Conseguir una implementación sencilla y de bajo coste
- Desarrollar un sistema con opciones reales de funcionamiento
- Elaborar el diseño siempre desde una perspectiva con aplicaciones docentes

En esta memoria se irá observando como gran parte de las decisiones que se tomaron durante el trabajo desarrollado estuvieron fuertemente marcadas por estos tres objetivos básicos, así como por las limitaciones en cuanto a extensión y complejidad propias de un proyecto final de carrera.

## 1.3 Concepción del sistema

Este sistema empieza como idea cuando se piensa en controlar la dirección de máxima radiación de una agrupación de antenas digitalmente, tal y como hemos dicho antes.

Generalmente, el apuntamiento de una agrupación de antenas se suele controlar mediante redes de control semi-estáticas, en las que se determina la dirección de máxima radiación bien de manera fija o con una frecuencia de variación constante, como sería el caso de los radares de aeropuerto, que por lo general realizan un barrido con un mismo periodo de rotación en los 360°.

Nuestra idea era realizar dicha variación para seguir un blanco, o *target*, en función de la señal devuelta por el mismo tras ser apuntado por el transmisor. Así mismo, como ya hemos comentado anteriormente se quería que este control del apuntamiento se realizara de manera digital.

### 1.3.1 Funcionamiento básico

Visto lo anterior, sabemos que vamos a necesitar un transmisor con apuntamiento dirigible, en nuestro caso un *phased array*, un receptor, que como ya veremos más adelante constará de dos antenas de parche iguales que las que se usan para el *phased array*, y un controlador que se encargue de la correcta actuación sobre el apuntamiento del máximo de radiación del transmisor sobre el blanco en función de la señal recibida en el receptor.

Dado que el sistema consta de multitud de partes, lo más sencillo es observar un diagrama de bloques básico del mismo (Figura 2), para hacernos una idea general del sistema y así poder introducir algunas nociones básicas sobre su funcionamiento.

El diagrama de bloques citado anteriormente es el siguiente (Figura 2):

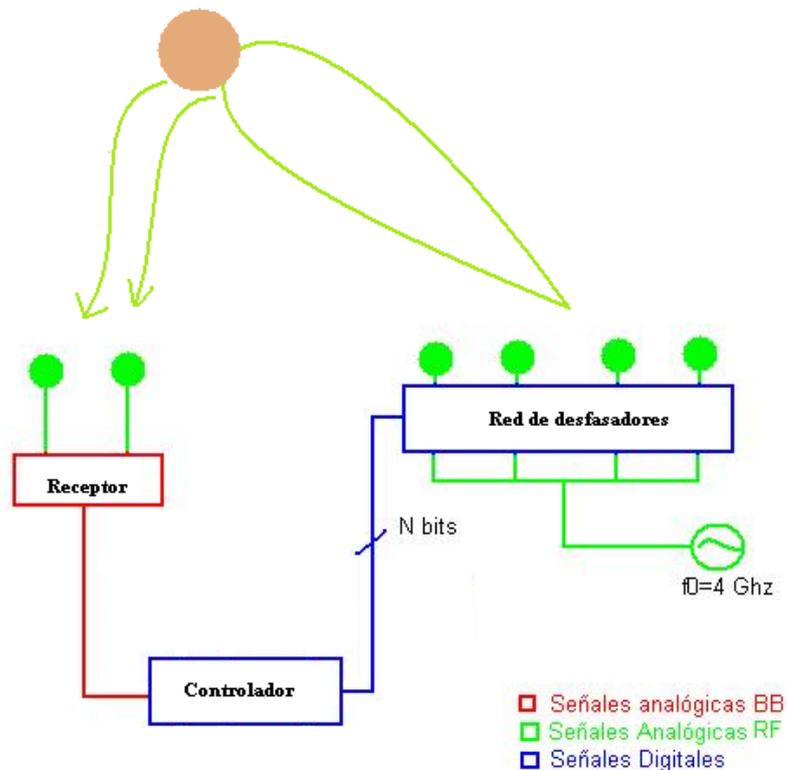


Figura 2. Diagrama de bloques del sistema del sistema.

Podemos ver como la agrupación de antenas, o *array*, dirige su máximo de radiación hacia el blanco, de modo que se produce un rebote de la señal emitida. Dicho rebote debe ser captado por nuestro receptor, el cual irá detectando la variación de esta señal rebotada conforme el blanco se mueva.

En función de dicha variación, se deberá actuar sobre la red de desfase de la agrupación de antenas, para así continuar apuntando al blanco y realizar el seguimiento.

#### 1.4 Fases de desarrollo del proyecto

Al tratarse de un sistema complejo si hubiéramos intentado abordarlo sin separarlo en distintas secciones podría haberse convertido en una tarea sumamente complicada, así decidimos que una opción eficiente sería subdividir el sistema en distintas partes:

- Subsistema de control
- Subsistema transmisor
- Subsistema receptor

Realizamos una primera evaluación de las secciones que iban a formar cada subsistema y decidimos que se debía comenzar por el subsistema transmisor, puesto que consideramos que era la parte del proyecto que más iba a condicionar el resto de subsistemas.

Tras realizar una primera aproximación al sistema mediante simulaciones consideramos que podíamos pasar a la implementación de algunas etapas del transmisor, dejando el receptor en un segundo plano mientras a un mismo tiempo se comenzaba a trabajar en el subsistema de control.

Así, las fases de desarrollo de las que ha constado este proyecto fueron en orden cronológico:

1. Determinación de subsistemas y sus componentes
2. Diseño básico del subsistema transmisor
3. Evaluación de técnicas de control de la dirección de máxima radiación
4. Diseño básico del subsistema receptor
5. Evaluación de las capacidades del controlador
6. Diseño de las antenas de la agrupación
7. Diseño de la red de alimentación para las antenas
8. Implementación de las antenas, su red de alimentación y parte del circuito controlador de apuntamiento
9. Estudio y desarrollo de un algoritmo de control para el apuntamiento
10. Implementación del algoritmo de control

A pesar de que la mayoría de las fases de desarrollo están bien diferenciadas, fue necesario llevar varias de ellas a un mismo tiempo, puesto que muchas decisiones que se tomaban en cada subsistema influían de un modo u otro en el resto de partes del proyecto.

En la memoria que se desarrolla a continuación se ha intentado cumplir al máximo con esta diferenciación, para permitir la exposición de la manera más sencilla y clara posible. Así mismo, se podrá comprobar cómo bajo una base teórica suficiente, se hace énfasis en los resultados obtenidos.

## **Capítulo 2. Subsistema Transmisor**



## **2. Subsistema transmisor**

La cabecera de Radiofrecuencia del subsistema transmisor está formada por tres elementos básicos:

- Antenas de parche
- Red de distribución de potencia, o alimentador
- Desfasadores controlables digitalmente

En este capítulo vamos a ver el diseño e implementación de cada una de estos elementos. Primero comenzaremos hablando de las antenas de parche, para cuyo diseño ya tomamos una de las decisiones más importantes y que condicionará gran parte del sistema. Después veremos los distintos tipos de desfasadores digitales que consideramos, así como algunas de sus ventajas e inconvenientes, y porque optamos finalmente por el tipo elegido. Por último hablaremos de la red de alimentación, que no teniendo porque ser un elemento excesivamente complejo, puede condicionar y condiciona muchas de las características del sistema.

### **2.1 Antenas de parche**

Las antenas de parche implementadas en línea impresa ofrecen comodidades y ventajas como:

- Facilidad de diseño
- Densidad de integración
- Facilidades en el proceso de fabricación

Algunas de estas ventajas se ven mermadas por algunos inconvenientes como el escaso ancho de banda que se puede lograr, las dificultades que pueden darse en el proceso de fabricación si la fresadora de la que se dispone no es excesivamente precisa, o que se trata de una estructura electromagnética de análisis matemático algo complejo, y en nuestro caso no se realizarán análisis de onda completa.

Vamos a ver que tanto las ventajas como inconvenientes que hemos introducido se irán manifestando a lo largo de todo el proceso de diseño y fabricación.

#### **2.1.1 Diseño preliminar**

Como ya hemos dicho, las antenas de parche pueden resultar complejas de analizar electromagnéticamente, pero gracias a que se tratan de estructuras muy extendidas existen métodos no-analíticos que permiten facilitar su diseño. En nuestro caso vamos a servirnos de la experiencia investigadora desarrollada en el grupo GEAT. En este grupo se han realizado múltiples diseños de antenas de parche y nosotros nos vamos a basar de uno de los métodos que han obtenido a través de experiencias previas.

Así, el diseño de esta antena de parche se va a realizar mediante una técnica semi-empírica, partiendo de un diseño con unas dimensiones base, que se irán modificando para obtener los valores deseados en VSWR, frecuencia de resonancia y adaptación del dispositivo.

El diseño base presentaría el siguiente aspecto aproximadamente (Figura 3):

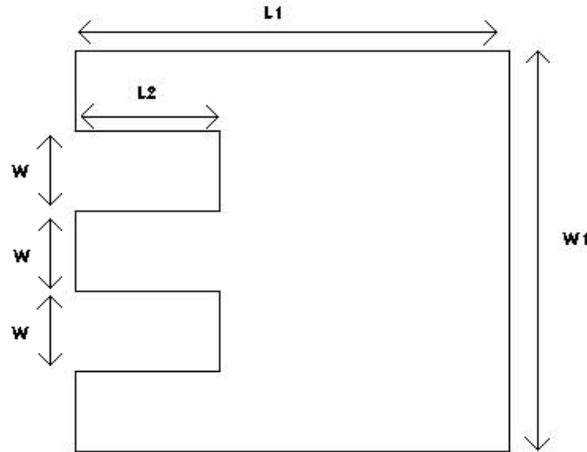


Figura 3. Antena de parche. [2]

Algunos parámetros de la antena se controlan de un modo aproximado tal y como se indica a continuación:

- $L1 = \lambda g/2$ . Su ajuste permite modificar la frecuencia de resonancia
- $L2 = L1/3$ . Su ajuste permite modificar la adaptación
- $W1 = 5 \times W$ . Su ajuste permite controlar el VSWR
- $W$  es el ancho de la línea impresa con impedancia  $50\Omega$  a la frecuencia de trabajo.

Para poder comenzar con el diseño debíamos elegir tanto la frecuencia de trabajo como el substrato a emplear. Así que, partiendo del principio de bajo coste del sistema usamos el substrato FR-4, por ser económico, conocido y muy usado. Además está recomendado para el trabajo con fresadora y aunque está enfocado para uso con circuitos de menores frecuencias, los diseños con los que vamos a trabajar no son muy complejos. Por tanto, es viable para trabajar a la frecuencia que finalmente elegimos para el sistema, 4 GHz. A lo largo de toda la memoria veremos cómo esta primera decisión fue una de las más críticas del proyecto.

Como ya hemos dicho, el proceso de diseño usa una técnica semi-empírica, la cual consistía en una optimización manual asistida por un software comercial como es ADS2006, en el que se iban ajustando las distintas dimensiones de la antena para conseguir mejorar el parámetro deseado. Tener que realizar el ajuste de las dimensiones del circuito de esta manera se hacía necesario al no tener un modelo circuital más preciso.

El mayor inconveniente que encontramos es que no todas las dimensiones afectaban únicamente al parámetro que supuestamente ajustaban, sino que también influían, de un modo más o menos severo, en alguna otra característica.

[2] "Técnicas avanzadas de diseño de antenas y equipos RF para comunicaciones por satélite", David Cañete Rebenaque, Doctorado TIC-UPCT

Un problema que también tuvimos que afrontar es el  $VSWR < -10$  dB que tienen este tipo de dispositivos, y además comprobamos como a partir de determinada anchura del parche el  $VSWR < -10$  dB se mantenía constante. Así, fuimos realizando el proceso de optimización con múltiples simulaciones en ADS2006 hasta llegar a este diseño (Figura 4):

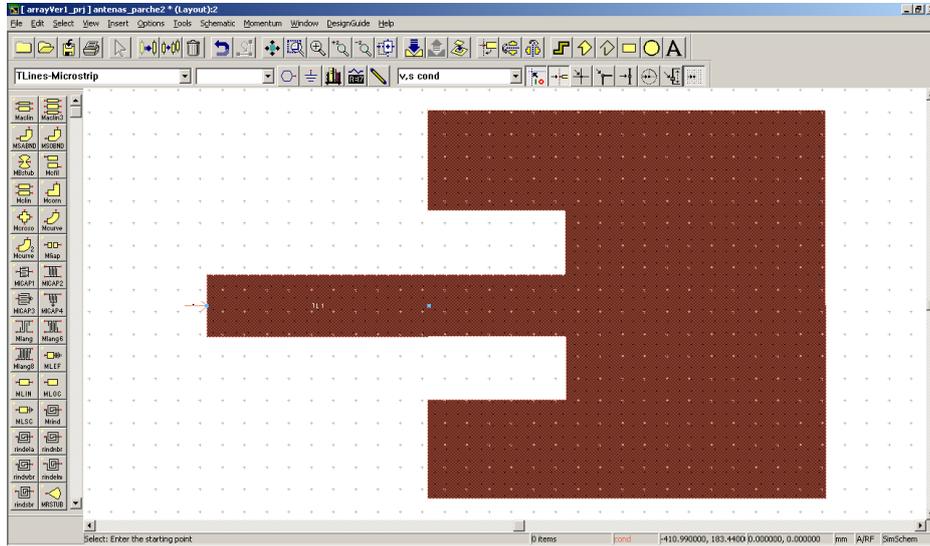


Figure 4. Layout de la antena de parche diseñada

Tras realizar las simulaciones que consideramos oportunas obtuvimos el siguiente resultado para el S11 (Figura 5):

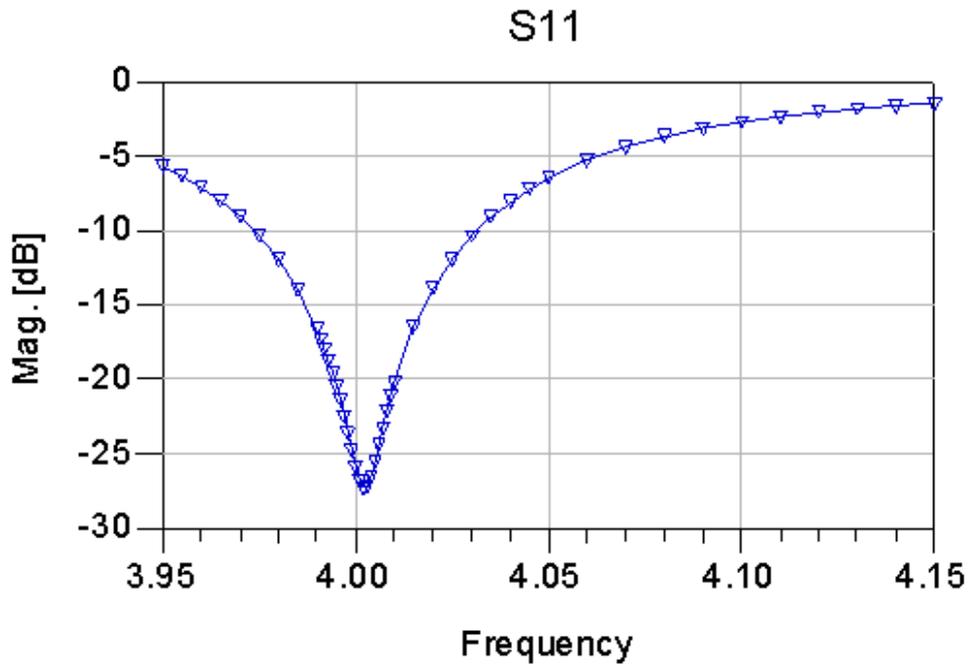


Figure 5. Módulo del S11 de la antena de parche diseñada

Puede observarse como hemos logrado una resonancia bastante buena, por debajo de -25 dB, y además, el  $VSWR < -10$  dB es bastante bueno considerando que se trata de una antena de parche.

Si hacemos un pequeño aumento de la zona de resonancia, en el entorno de -10 dB podemos ver la siguiente imagen (Figura 5b):

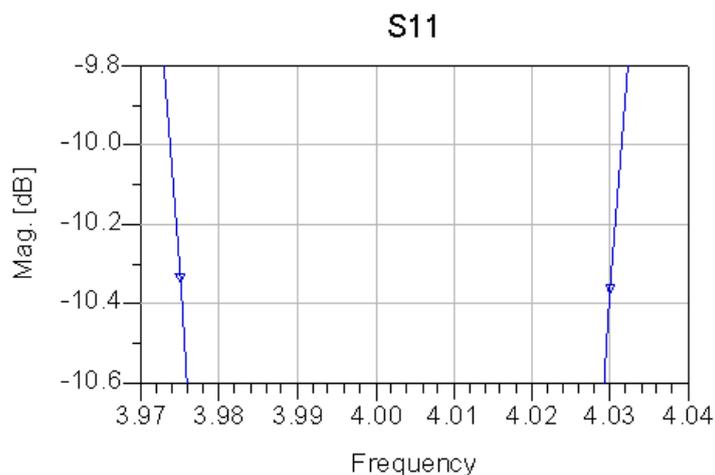


Figura 5b. Ancho de banda de la antena de parche a -10 dB.

Si consideramos que una buena adaptación es toda aquella que baje de los -10 dB, puesto que garantizaría un 90% de energía radiada, en este caso estaríamos mejorando ese umbral en una banda de aproximadamente 55 MHz, que es inferior al 0'02% de desviación sobre la frecuencia central.

Así mismo, tal y como puede apreciarse en las imágenes, existen algunos desajustes en los contornos del parche y la frecuencia de resonancia se encuentra unos MHz por encima de lo deseado. Como vamos a ver más adelante, no son factores críticos si tenemos en cuenta que nos encontramos en la etapa de diseño y no sabemos cuánto se va a desviar en la fabricación, más aún si la fresadora tiene una sensibilidad de únicamente 0.1 mm y el proceso de soldado de los puertos es artesanal.

### 2.1.2 Implementación

Una vez que hemos dado por terminada la fase de diseño es hora de pasar a fabricar nuestro parche en el sustrato elegido. Para ellos vamos a hacer uso de la herramienta CircuitCAM, etapa previa necesaria para pasar el diseño a la herramienta BoardMaster, que traduce nuestro diseño al lenguaje máquina de la fresadora.

El proceso es relativamente sencillo y existen multitud de tutoriales para ayudarnos. En nuestro caso nos guiamos con el proyecto final de carrera “Mejora en el diseño de un amplificador de bajo ruido en la banda de 1420 MHz para aplicaciones de radioastronomía” [3], dónde se describe paso a paso todas las etapas del proceso.

[3] “Mejora en el diseño de un amplificador de bajo ruido en la banda de 1420 MHz para aplicaciones de radioastronomía”, Anna Kamasheva, PFC, Diciembre 2006, UPCT

En la figura 6 podemos observar el resultado del circuito preparado con CircuitCAM, y en la figura 7 el aspecto del diseño tras pasar por la fresadora y soldarle un puerto SMA:

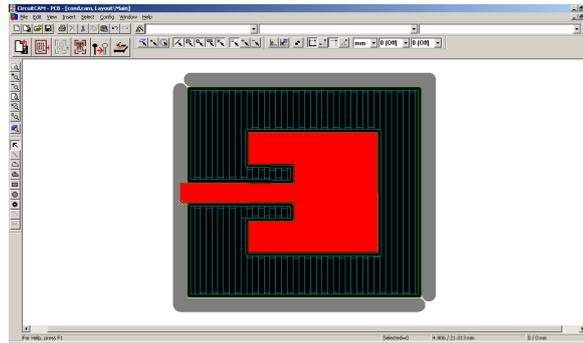


Figura 6. *Layout* listo para el proceso de fabricación. CircuitCAM

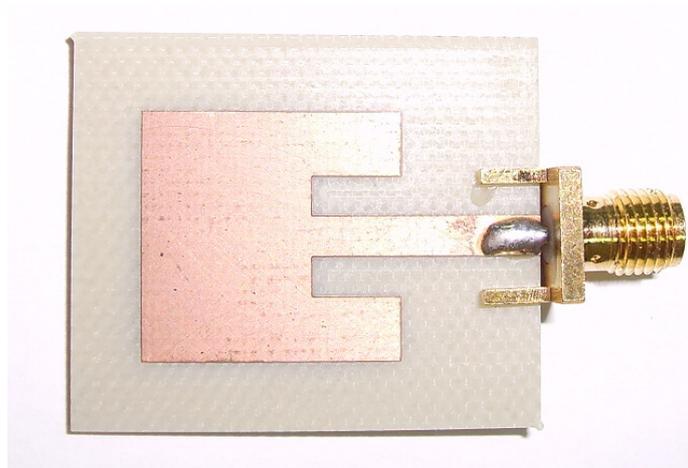


Figura 7. Primera antena de parche fabricada

Ahora pasamos a las medidas, en esta última fase es dónde vamos a dar el visto bueno al diseño, puesto que vamos a comprobar cuanto se puede llegar a desviar de manera aproximada tras pasar por la fresadora.

Realizamos las medidas pertinentes con un analizador de redes de Agilent, modelo 8714C. Tras realizar el análisis de los datos obtenidos mediante Matlab obtuvimos la siguiente representación (Figura 8):

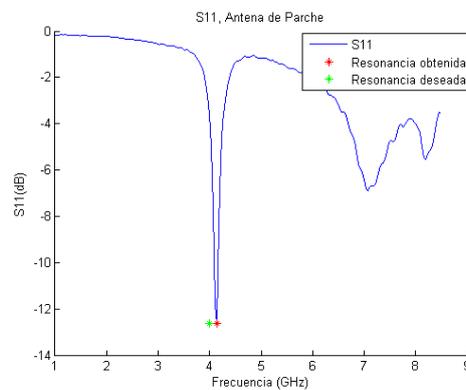


Figura 8. Medida del módulo del  $S_{11}$  de la antena fabricada

Aunque en la imagen pueda parecer que hemos conseguido acercarnos mucho a la frecuencia de resonancia deseada, en realidad tenemos aproximadamente 150 MHz menos, que es algo inferior al 0'04% de desviación sobre la frecuencia de resonancia. Por otro lado puede verse como hemos superado los -12 dB, que no es un mal resultado si pensamos en la sensibilidad de la fresadora y la soldadura del puerto, detalles que pueden apreciarse en la imagen de más arriba.

Ahora sabemos que nuestros diseños, para el caso concreto de la herramienta CAD ADS2006 y la porción de sustrato utilizada, tienen una desviación de aproximadamente 150 MHz. Con esta información sabemos que realizando diseños que resuenen entorno a los 3.85 GHz conseguiremos una resonancia muy cercana a la frecuencia objetivo.

Así volvimos a la etapa de diseño, y obtuvimos dos parches que en simulación arrojaran valores de 3.85 GHz y 3.88 GHz. También procuramos realizar un proceso de ajuste en las desviaciones de las dimensiones sin afectar a las características del circuito, aunque es posible que la fresadora no fuera capaz de reproducirlas.

Estos dos nuevos diseños ya fabricados tienen el aspecto que puede observarse a continuación (Figura 9-1 y Figura 9-2):

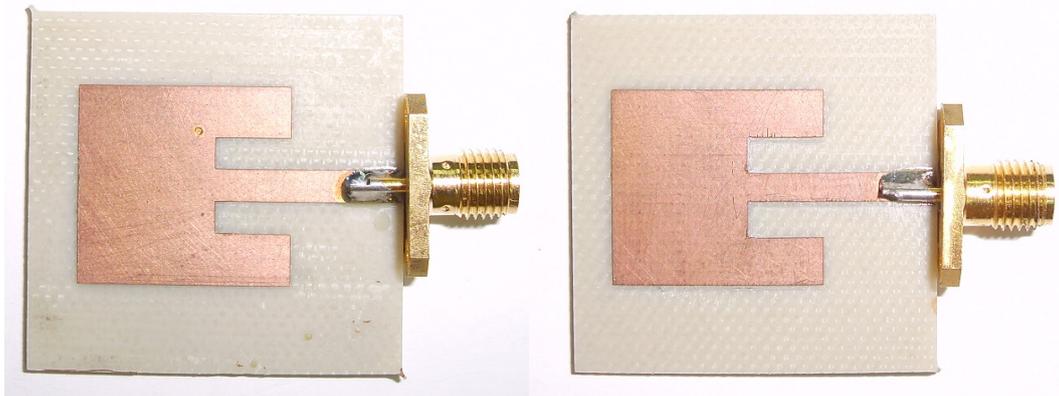


Figura 9. Antenas de parche diseñadas para resonar a 3'85 y 3'88 GHz respectivamente.

Volvimos de nuevo al laboratorio, para trabajar con el analizador de redes, y analizamos las medidas obtenidas con Matlab. Los resultados que obtuvimos fueron los siguientes (Figura 10-1 y Figura 10-2):

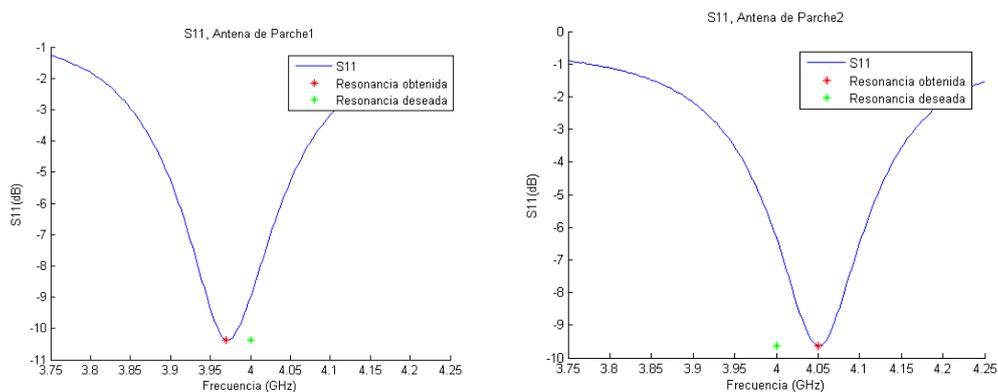


Figura 10. Medida del módulo del S11 de las antenas diseñadas para resonar a 3'85 y 3'88 GHz

El primer caso es el resultado del parche de 3.85 GHz, y estamos en 3.97 GHz y algo por debajo de -10 dB. Para el segundo diseño, el de 3.88 GHz tenemos casi -10 dB a 4.05 GHz. Ninguno de los dos es un resultado que podamos calificar como satisfactorio, pero la tecnología de fabricación que se posee en estos momentos no nos permite obtener una resonancia más acertada, ni una adaptación mejor del dispositivo, puesto que la variación de las dimensiones introducida se encuentra en el límite de la sensibilidad de la fresadora. También tenemos que tener en cuenta la tecnología que estamos utilizando para soldar el puerto, siendo ésta un método casi artesanal, lo que puede dar lugar a discontinuidades.

Así podemos concluir que si pudiéramos acceder a una fresadora con una sensibilidad mayor, por debajo de los 0.1 mm y mejorar el proceso de soldadura de puertos, probablemente conseguiríamos una buena resonancia a 4 GHz.

### **2.1.3 Análisis de resultados**

Como hemos podido observar, resultados que en la etapa de diseño se podrían calificar como excelentes pueden convertirse en inaceptables tras la etapa de fabricación.

La herramienta ADS2006 nos ha permitido obtener parches con resonancias muy buenas, por debajo de los -25 dB, y afinar de manera bastante precisa parámetros importantes como el VSWR < -10 dB y la frecuencia de resonancia. Pero las tecnologías de fabricación de las que se disponen en este momento han sido un límite para las ventajas que presentaban nuestras técnicas y herramientas de diseño, aunque tampoco podemos descartar heterogeneidades en el sustrato.

Si en lugar de una fresadora con una precisión de 0.1 mm se tuviera una de, por ejemplo, 0.05 mm es posible que pudiéramos llegar a conseguir una resonancia mucho más cercana a los 4.00 GHz. Así mismo tenemos que pensar en la técnica artesanal mediante la que se sueldan los puertos al circuito, lo que influye directamente en su adaptación al poder dar lugar a discontinuidades. A pesar de ellos hemos conseguido diseños siempre en el entorno de los -10 dB de adaptación, por lo que estaríamos en aproximadamente el 90% de energía EM radiada.

## **2.2 Elección de la separación entre las antenas**

La separación entre los distintos elementos de la agrupación es un parámetro crítico, puesto que de ella depende mantener el nivel lóbulo principal-secundario y la ganancia que obtendríamos para la red. Para realizar la elección de este parámetro vamos a partir de los conocimientos básicos adquiridos a lo largo de la carrera.

Primero vamos a realizar un sencillo análisis del problema, para después respaldar, o no, los datos con simulaciones y posteriormente haremos un análisis y redacción de conclusiones a partir de estas simulaciones.

### 2.2.1 Análisis teórico

La distancia que debe existir entre los elementos radiantes de una agrupación, o arreglo, de antenas debe elegirse en función del tipo de diagrama de radiación que se desee obtener. En nuestro caso queremos maximizar el nivel lóbulo principal-secundario, o NLPS, y la ganancia de la agrupación manteniendo el ancho de lóbulo a 3 dB lo más pequeño posible, es decir, para un número constante de elementos de la agrupación conseguir la mejor ganancia y el mejor NLPS. Con estas premisas conseguiremos maximizar el alcance en la detección y mejorar la precisión en la localización de los blancos.

Existe una expresión que determina la distancia máxima normalizada que debe existir entre los elementos radiantes de una agrupación para evitar la aparición de lóbulos secundarios:

$$d = N/(N+1) [4]$$

En nuestro caso tenemos una agrupación de cuatro elementos, para simplificar en lo posible el diseño del sistema sin perder funcionalidad. Por tanto la separación máxima se traduce en 60 mm de distancia entre cada elemento. También para simplificar el diseño vamos a utilizar una iluminación uniforme, puesto que consideramos que sería más sencillo de implementar, así que el nivel de NLPS máximo que vamos a conseguir es de 13'4 dB [4].

### 2.2.2 Simulaciones de la separación entre antenas

A pesar de que estos datos son ampliamente conocidos y respaldados por cualquier documentación específica decidimos que sería interesante comprobar su bondad realizando diferentes simulaciones. Para ello configuramos diferentes escenarios en los que se colocaron cuatro parches equidistantes, en equifase y en equiamplitud en los que fuimos variando la distancia desde  $\lambda/2$  hasta  $\lambda$ . Los resultados que obtuvimos pueden observarse en la siguiente tabla:

Separación	Ganancia [dB]	NLPS [dB]
$\lambda/2=37.5$ mm	9.67	13.4
56.25 mm	10.97	13.4
62.5 mm	11.27	13.4
68.75 mm	11.45	13.4
75 mm	11.38	10.5

Tabla 1. NLPS en función de la separación entre antenas

Podemos ver como para separaciones superiores a la máxima determinada por la expresión que ya hemos comentado seguimos teniendo un NLPS de 13 dB, por lo que podemos afirmar que aún no tenemos la aparición de ningún lóbulo extra, *grating lobes*. Sin embargo

[4] Advanced Engineering Electromagnetics, Dr. Constantine A. Balanis, 1989, ed. John Wiley&Sons, Inc.

debemos pensar que nuestro diagrama de radiación va a requerir girar desde  $0^\circ$  a  $180^\circ$ , lo que puede propiciar que este nivel de NLPS no se mantenga para todas las configuraciones, aunque ahora si hayan sido válidas. Así decidimos realizar diferentes simulaciones con Matlab realizando barridos  $0^\circ$ - $180^\circ$  con separaciones mayores de  $\lambda/2$ . En la primera simulación (Figura 11), con una separación de 56.25 mm ya pudimos observar la aparición de un segundo lóbulo principal:

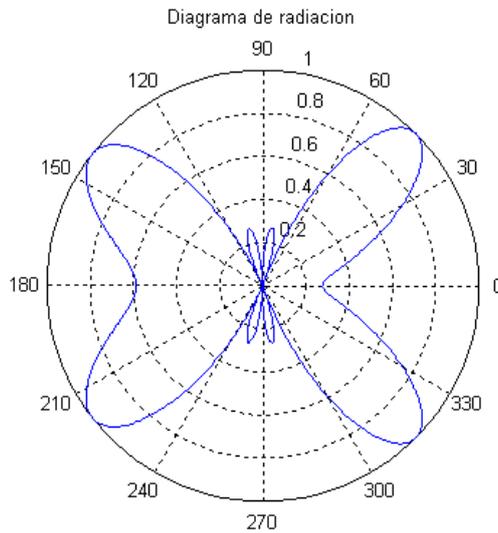
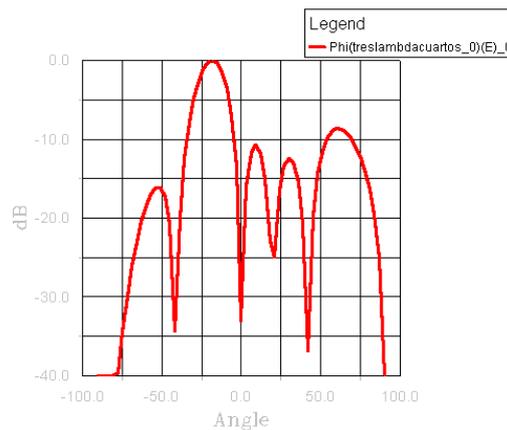


Figura 11. Diagrama de radiación en coordenadas polares, separación de 56.25 mm. Matlab.

No conformes con este resultado decidimos realizar una simulación en ADS2006 (Figura 12) para una separación de 56.25 mm y un apuntamiento del lóbulo principal en  $-25^\circ$ , considerando el origen de fases en la dirección perpendicular al array. Obtuvimos el siguiente resultado:



Wed Apr 02 17:05:53 2008

treslambdacuartos

Figura 12. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas, separación de 56.25 mm. ADS2006

En la imagen anterior podemos observar como en nivel de 13'4 dB de NLPS no se cumple, por lo que cuando nuestro diagrama de radiación no apunta al origen de fases tenemos que considerar que los 60 mm de separación máxima no son válidos.

Sin embargo para una separación de  $\lambda/2$  si cumplimos los 13'4 dB de NLPS esperados (Figura 13):

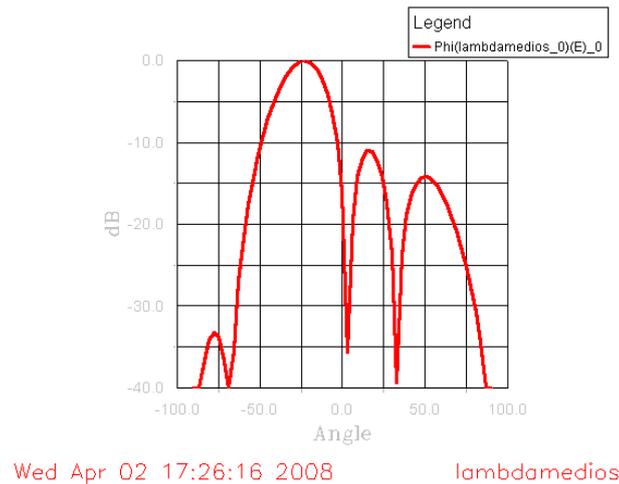


Figura 13. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas, separación de 60 mm. ADS2006

### 2.2.3 Análisis de las simulaciones de separación entre parches

De estas simulaciones podríamos pensar que se debería buscar una separación que mantenga el nivel máximo de NLPS y maximizar la ganancia, pero en nuestro caso la mejora de ganancia que podríamos obtener no va a oscilar excesivamente.

Además tenemos que considerar que estamos hablando de datos de simulación, por lo que es posible que cuando implementemos el sistema debamos reducir la separación de modo completamente empírico hasta obtener los resultados buscados, así mismo, para obtener estas medidas necesitaríamos una cámara anecoica, o semi-anecoica, instalaciones que en estos momentos no se encuentran a nuestra disposición.

También consideramos el coste, en tiempo y esfuerzo, que podría requerir encontrar la magnitud óptima de separación para mejorar el sistema en apenas 1 dB. Por otro lado, podemos decir que casi con toda probabilidad el mejor resultado lo íbamos a encontrar entre los 37.5 mm y los 56.25 mm, tal y como nos invita a pensar la tabla número uno.

Aún así, no hay que perder de vista que el valor de NLPS viene determinado por la iluminación, amplitud, en cada elemento, teniendo en cuenta que una separación inadecuada puede hacer aparecer *grating lobes*.

## 2.3 Diseño e implementación de la red de alimentación

Como hemos explicado y justificado anteriormente nuestro diseño usará iluminación uniforme, y en este apartado vamos a ver diseño inicial del circuito necesario para conseguir nuestro objetivo, y como tuvimos que realizar modificaciones mucho más complejas de lo que esperábamos, más tratándose de un circuito tan sencillo.

### 2.3.1 Diseño de la red de alimentación

La red de alimentación que vamos a diseñar constará de cinco puertos, uno como entrada y los cuatro restantes como salidas dónde conectaremos el grupo formado por un desfaseador y una antena de parche. En otros apartados hemos establecido que la amplitud debe ser la misma en los cuatro parches y variaremos la fase como deseemos, por tanto se tiene que proporcionar la misma amplitud y fase en los que van a ser los cuatro puertos de salida de la red. El diseño del que vamos a partir se basa en el siguiente circuito [5]:

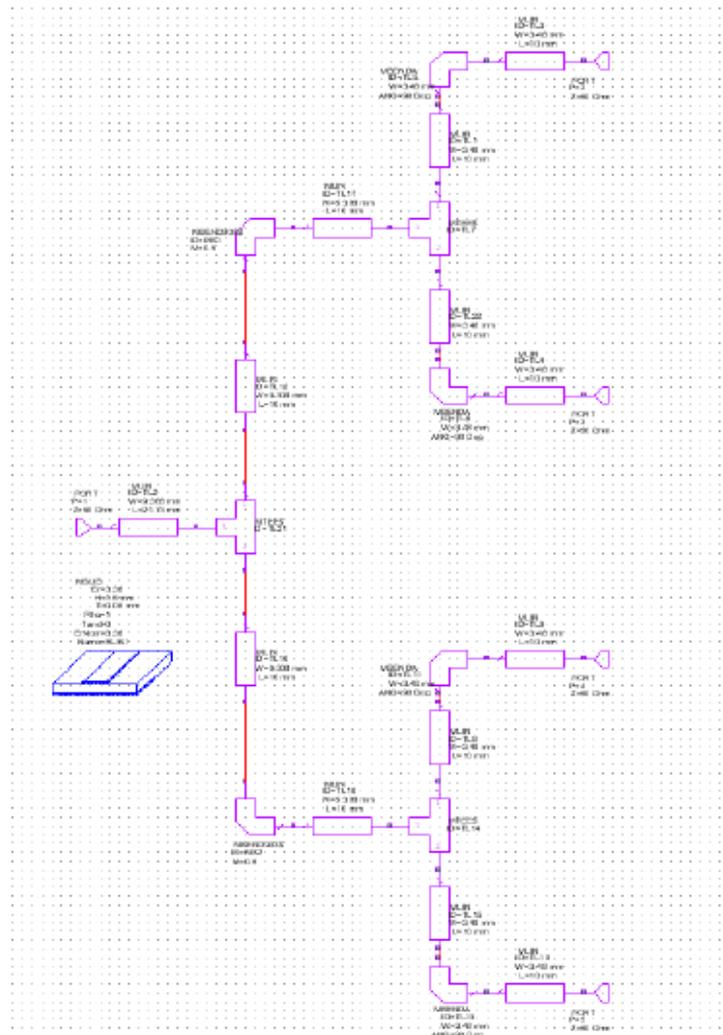


Figura 14. Esquema circuitual de un alimentador en equifase y equiamplitud [5].

[5] “Técnicas avanzadas de diseño de antenas y equipos RF para comunicaciones por satélite”, Francisco Javier Pérez Soler, Doctorado TIC-UPCT

Se trata de una red de alimentación para circuitos de comunicaciones como el nuestro. En el diseño de los parches pusimos especial cuidado en que estos estuvieran lo mejor adaptados a  $50\Omega$ , así partiendo de este diseño sólo tendremos que modificar las dimensiones de las líneas para nuestra frecuencia.

En la red de la que partimos tenemos  $25\Omega$  a la salida de cada T de la segunda capa, ya que tenemos dos parches de  $50\Omega$  conectados en paralelo, aunque para la simulación usaremos puertos ideales. En el primer nivel tenemos el paralelo de ambas T, lo que nos deja  $12.5\Omega$  en la T del puerto de entrada. De esta manera conseguiremos adaptar a los  $50\Omega$  de entrada con un único transformador en  $\lambda/4$  con una impedancia de  $25\Omega$ .

Tras pasar nuestro diseño a un modelo circuital en ADS2006, pudimos obtener el siguiente resultado al simular dicho circuito (Figura 15):

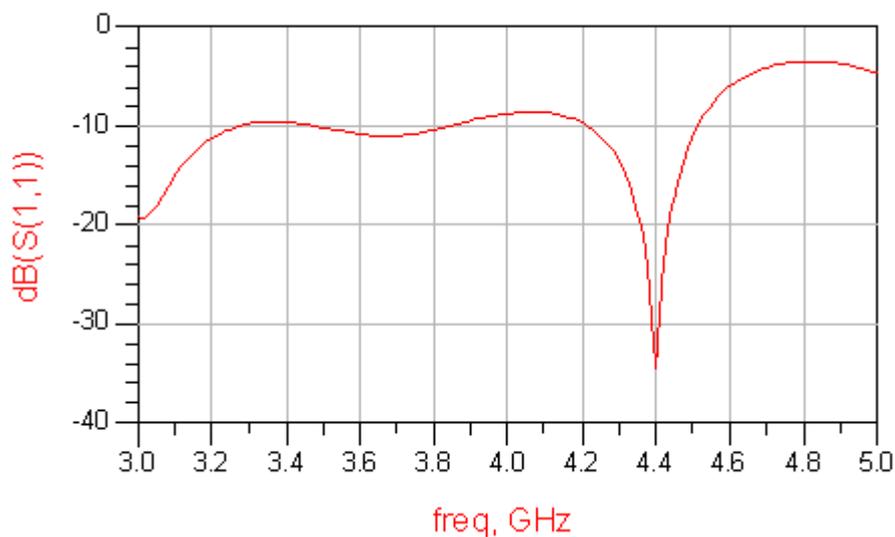


Figura 15. Módulo del S11 del *feeder*. ADS2006

Podemos observar como la adaptación es muy buena, pero en lugar de a 4 GHz se encuentra en 4.4 GHz. Por otro lado, al ser una simulación circuital pensamos que deberíamos realizar una simulación EM y comprobar el comportamiento del circuito, puesto que entre otros efectos, la simulación circuital no tiene en cuenta la alta dispersión de la tecnología de líneas impresas. En las dos siguientes imágenes podemos observar el *layout* del circuito (Figura 16):

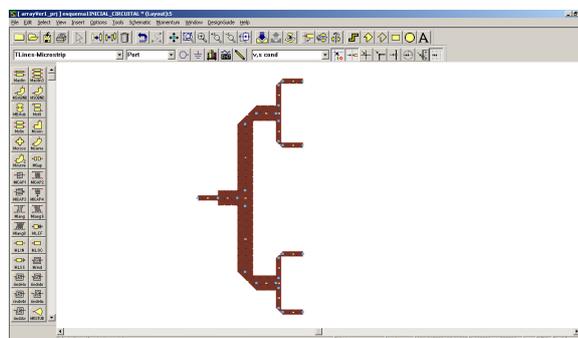


Figura 16. *Layout* de un alimentador en equifase y equiamplitud. ADS2006

Los resultados de la simulación del circuito anterior (Figura 17) pueden apreciarse a continuación:

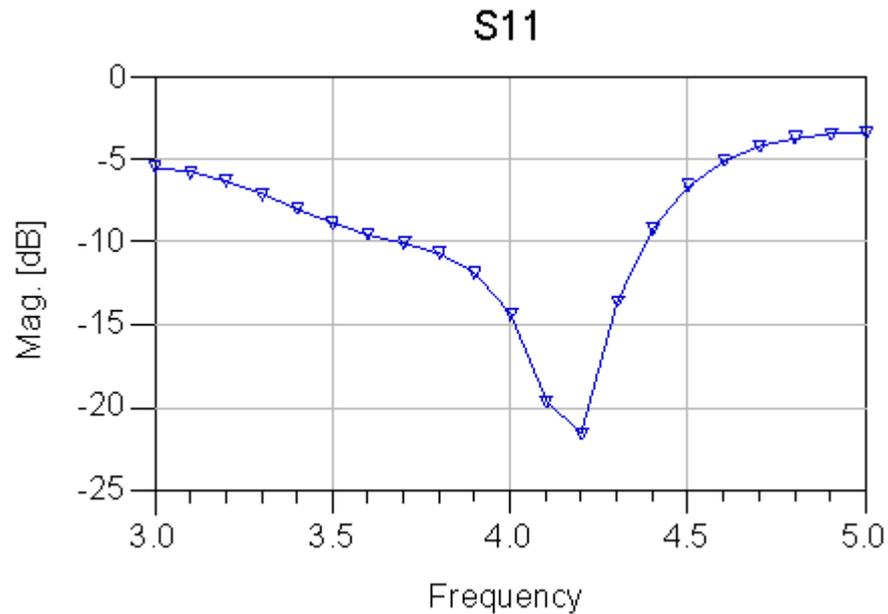


Figura 17. Módulo del S11 del alimentador en equifase y equiamplitud. ADS2006

Vemos como hemos obtenido unos resultados no especialmente buenos, aunque no están muy lejos de los valores esperados. Por experiencias previas, sabemos que es más sencillo mejorar tanto la adaptación como la frecuencia de resonancia de la red añadiendo un transformador  $\lambda/4$  antes de cada T de la segunda capa, también sabemos que seremos menos sensibles a posibles desperfectos durante el proceso de fabricación. De esta manera conseguiremos una resonancia mucho más profunda y un ajuste más fino de la frecuencia de resonancia.

Así con la nueva situación propuesta, todos los adaptadores  $\lambda/4$  de la red tendrían una impedancia característica de  $35.35\Omega$ , ya que en la segunda etapa tendrías el paralelo de dos impedancias de  $50\Omega$ , con resultado  $25\Omega$ , que convertiríamos a  $50\Omega$  gracias al adaptador, y en la primera etapa tendríamos de nuevo el paralelo de dos impedancias de  $50\Omega$ , para transformarlas de nuevo a  $50\Omega$ . El nuevo *layout* (Figura 18) quedaría del siguiente modo:

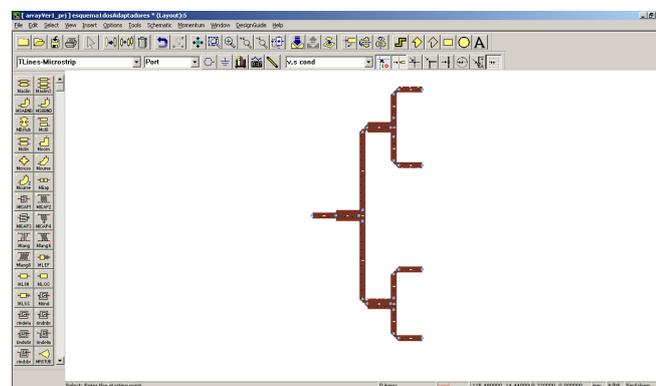


Figura 18. Segundo *layout* diseñado para el alimentador en equifase y equiamplitud. ADS2006

Y este nuevo circuito arrojó los siguientes resultados (Figura 19):

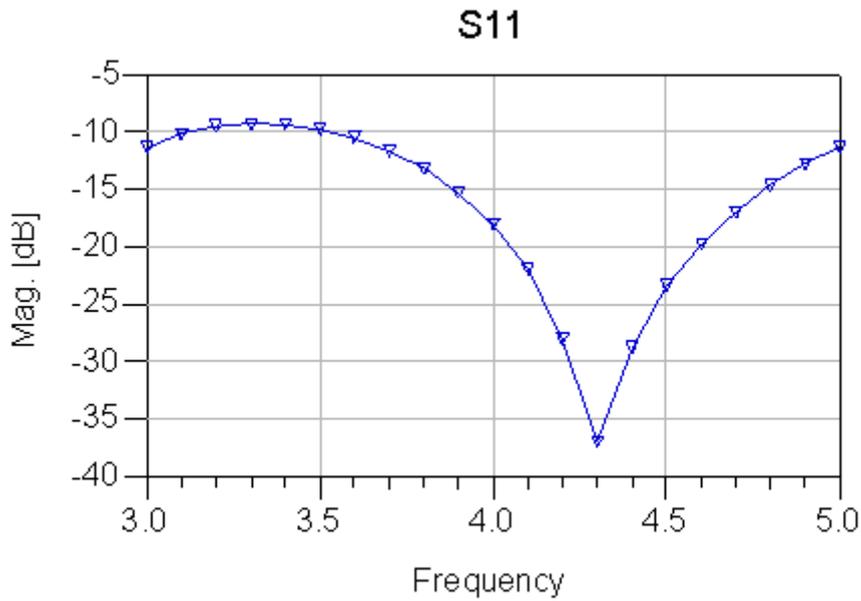


Figura 19. Módulo del S11 del segundo alimentador en equifase y equiamplitud diseñado.

Lo primero que podemos observar es que tanto la profundidad como el VSWR < -30 dB de la resonancia ha mejorado notablemente, aunque la frecuencia sigue estando centrada en aproximadamente 4.4 GHz. Esto lo vamos a solucionar alargando progresivamente, y en la misma medida, los tres adaptadores de la red, hasta llegar a los 4 GHz. Durante este proceso observaremos como la adaptación de la red va empeorando pero haremos caso omiso, puesto que esto último lo solucionaremos una vez que alcancemos la frecuencia objetivo, aumentando progresivamente el ancho de los tres adaptadores.

Así, el nuevo circuito quedó de la siguiente manera (Figura 20), dónde pueden apreciarse algunas pequeñas diferencias en las dimensiones:

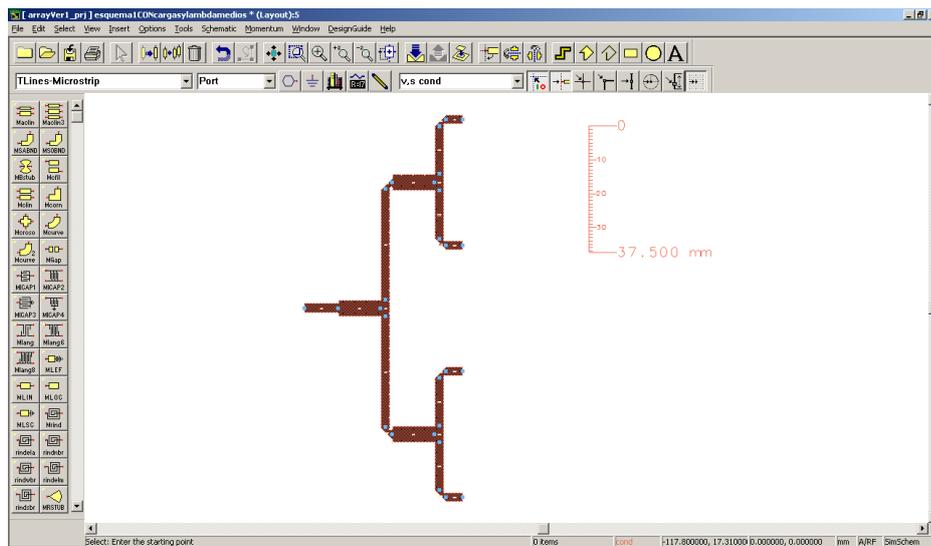


Figura 20. Layout final del alimentador en equifase y equiamplitud. ADS2006

La simulación del parámetro de dispersión S11 del circuito anterior (Figura 21) arrojó el siguiente resultado:

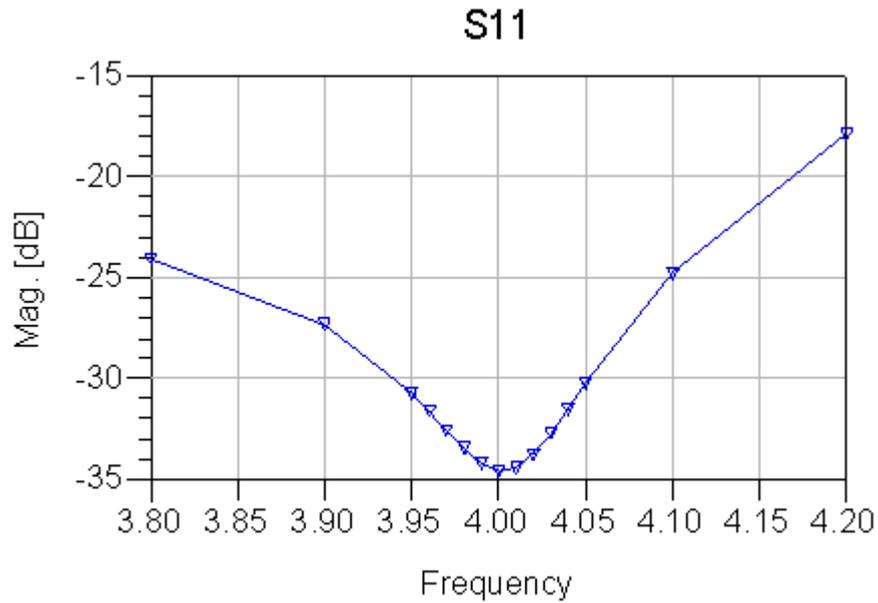


Figura 21. Módulo del S11 del alimentador en equifase y equiamplitud diseñado finalmente. ADS2006

Puede observarse como hemos conseguido una estupenda resonancia centrada en 4 GHz. Una vez alcanzado este punto decidimos no seguir mejorando los parámetros de la red puesto que en el proceso de fabricación podrían producirse desviaciones que tendríamos que volver a corregir.

### 2.3.2 Implementación

Al igual que con las antenas de parche, debemos traducir el *layout* de ADS2006 al lenguaje máquina de la fresadora de la que disponemos. Para procedimos de manera análoga, obteniendo el siguiente resultado (Figura 22):

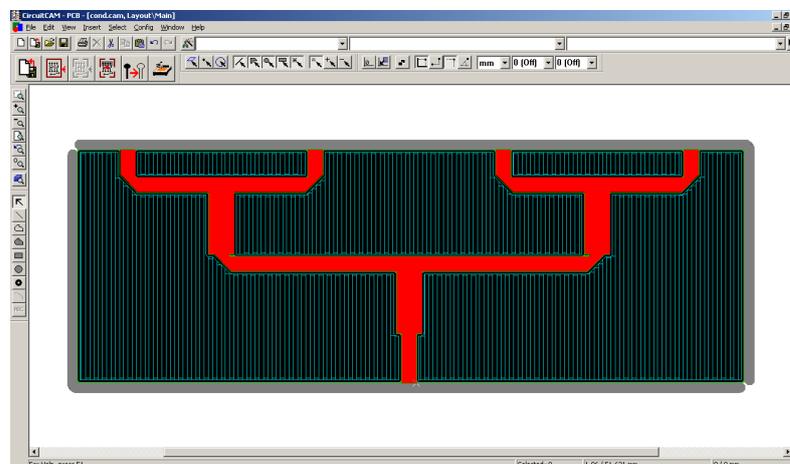


Figura 22. *Layout* del alimentador en equifase y equiamplitud listo para fabricar. CircuitCAM

El mayor inconveniente que tuvo la fresadora fue el pequeño *gap* existente entre los adaptadores de la segunda etapa y la curva de 90°, puesto que su tamaño se encontraba en el entorno de la sensibilidad de dicha máquina. A continuación podemos observar el circuito con los puertos ya soldados (Figura 23):

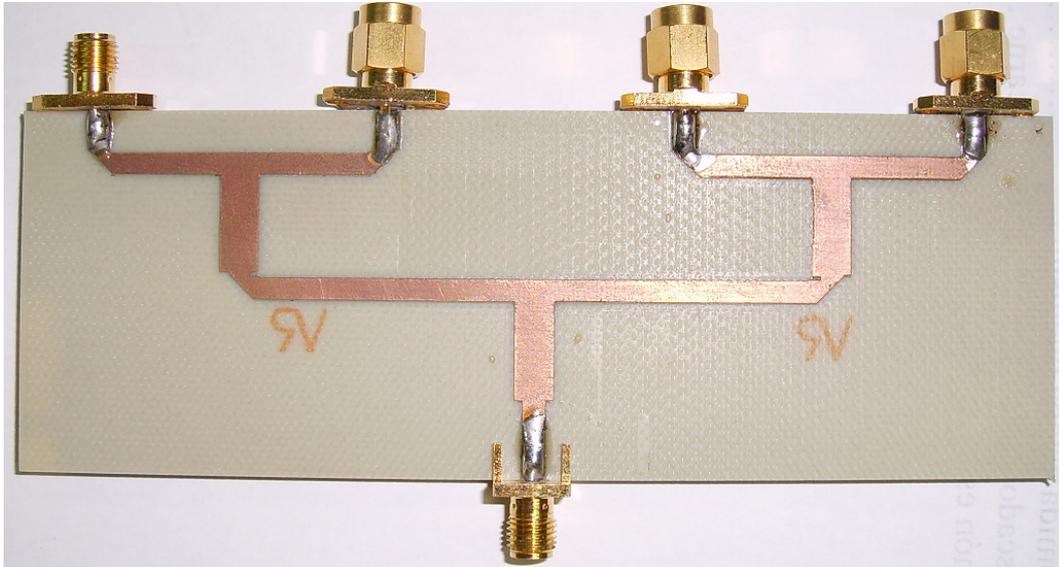


Figura 23. *Layout* del alimentador en equifase y equiamplitud fabricado.

Una vez finalizado el proceso de fabricación utilizamos el analizador de redes vectoriales que ya usamos con las antenas de parche, para obtener los parámetros de dispersión de la red. Realizando un pequeño procesamiento mediante Matlab pudimos visualizar los siguientes resultados (Figuras 24 y 25):

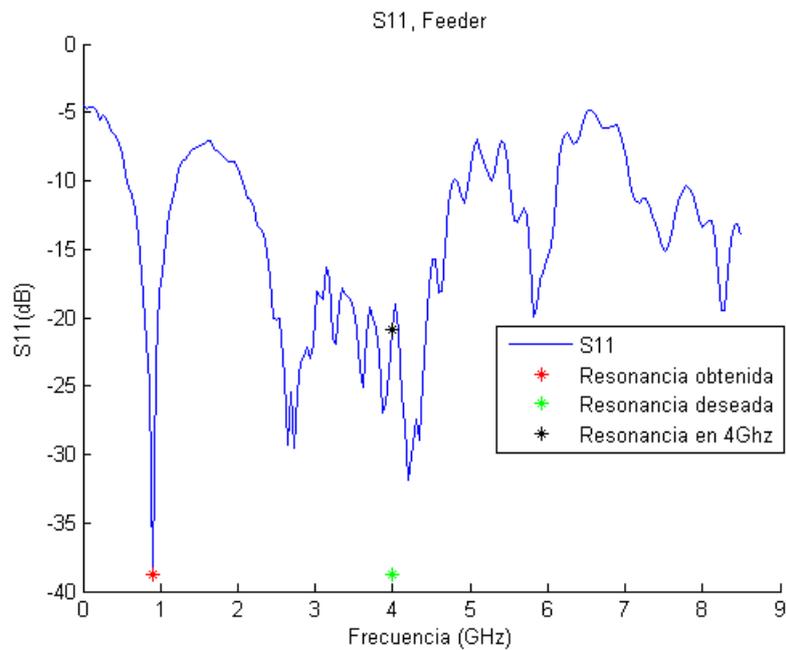


Figura 24. Módulo del S11 del alimentador fabricado

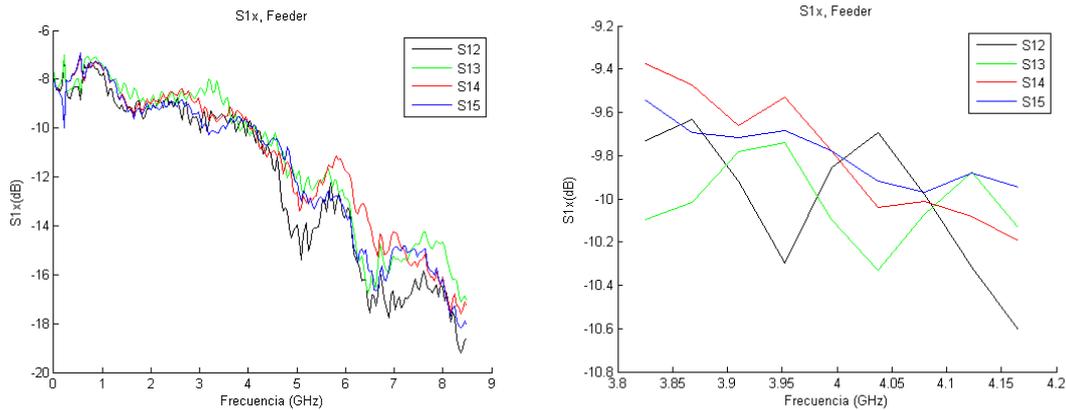


Figura 25. Módulo del S1x del alimentador fabricado y detalle en la zona de 4 GHz

En la adaptación de la red se puede observar un pico entorno a 1 GHz, este efecto es debido a la longitud de los cables que empleamos para la medida, a pesar de que repetimos varias veces el proceso de calibración y la medida con el analizador. Por otro lado, puede verse como a 4 GHz tenemos una resonancia entorno a los -20 dB, que es un resultado que podemos calificar como satisfactorio.

Sin embargo los parámetros de transmisión se alejan bastante de los -6 dB que cabría esperar, entre otros efectos tenemos que considerar el acoplamiento entre las líneas que discurren paralelamente y la soldadura de los puertos, que como puede apreciarse en la fotografía de más arriba y ya citamos anteriormente, usa una técnica artesanal. Otro efecto a tener en cuenta es que no estamos trabajando con un sustrato de alta calidad, por lo que es posible que la constante dieléctrica relativa se desvíe bastante del valor usado en las simulaciones, en concreto 4.5, así mismo también es posible que la constante de pérdidas se algo mayor de 0.003, que es el valor que hemos utilizado en las simulaciones. Según el fabricante la dispersión de la permitividad eléctrica relativa puede estar entorno al 5%. También tenemos que tener en cuenta que en simulación se asume plano de masa infinito.

A pesar de todo, podemos ver como la red es bastante simétrica y apenas hay una desviación de unas décimas de dB entre unos puertos y otros.

### 2.3.3 Análisis de resultados

Gracias a la técnica de usar un adaptador  $\lambda/4$  en cada etapa de la red conseguimos mejorar de una manera sencilla la frecuencia de resonancia y la calidad de la adaptación del circuito en simulación. También hemos visto como a pesar de la escasa sensibilidad de la fresadora, entre otros inconvenientes como la heterogeneidad del sustrato o el soldado de los parches, hemos obtenido una adaptación muy buena en el entorno de la frecuencia de trabajo, así como se ha conseguido que la red sea casi simétrica.

Tenemos que pensar que el hecho de que la red sea simétrica es más importante que la adaptación que consigamos, puesto que una variación significativa entre las amplitudes que lleguen a cada uno de los parches impedirá que no obtengamos el diagrama de radiación deseada.

## 2.4 Diseño e implementación del desfasador

En la introducción hemos comentado que queríamos controlar el apuntamiento de la agrupación digitalmente, para ello se pensó que la mejor opción era utilizar un sistema de control basado en microcontroladores, pero como veremos en el apartado dedicado al diseño del Subsistema de Control, finalmente se optó por una FPGA entre otros motivos por la relación coste-rendimiento.

Dado que vamos a hacer un control digital del apuntamiento resultaba obvio utilizar desfasadores digitales comerciales. Se encontraron fabricantes que cumplían con nuestras necesidades, especialmente en la sensibilidad del desfase. Pero todos ellos presentaban algún inconveniente, como por ejemplo las tensiones de polarización del circuito de acondicionamiento necesario para añadir el desfasador o el alto coste del circuito, así que finalmente decidimos optar por nuestras propias alternativas. Cabe destacar que todos los diseños que vamos a presentar comparten, en mayor o menor grado, una facilidad tanto en su diseño como en su fabricación. Estos tres diseños los vamos a conocer como desfasador de líneas cargadas, desfasador de líneas conmutadas y desfasador basado en un modulador QAM de microondas.

A continuación vamos a analizar las tres alternativas que hemos propuesto, observando sus ventajas e inconvenientes a nivel teórico y en algunos casos nos apoyaremos en algunas simulaciones. Posteriormente justificaremos el diseño seleccionado y veremos las medidas del cuerpo principal del circuito elegido. Finalmente analizaremos los resultados obtenidos y propondremos soluciones a algunos de los problemas vistos en el diseño.

### 2.4.1 Primer diseño, desfasador de líneas cargadas

El desfasador que vamos a explicar a continuación se basa en las ideas desarrolladas en el tutorial de fabricación de desfasadores de *RF*, *RFIC & Microwave Theory* [6]. Este tipo de desfasadores están basados en una idea bastante simple, básicamente se colocan elementos reactivos y capacitivos, entre los que se conmuta en función de la fase deseada.

#### a) Diseño

Para una primera aproximación al diseño partimos del siguiente ejemplo sencillo (Figura 26):

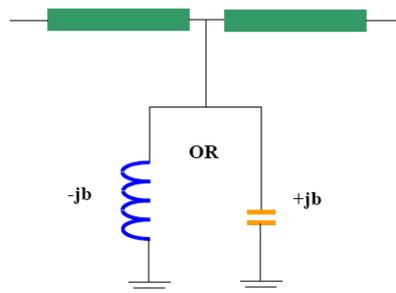


Figura 26. Desfasador básico [6].

[6].Phase Shifte Tutorial, *RF*, *RFIC & Microwave Theory*.

Vemos como la función OR entre la capacidad y la inductancia nos permitirá elegir el desfase que queramos introducir. Si consideramos  $b$  como la susceptancia normalizada, las pérdidas de inserción aumentan con la fase introducida como podemos ver a continuación:

$$\Delta\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{b}{2}\right) \longrightarrow 10\log_{10}\left(1 + \frac{b^2}{4}\right) (\text{dB})$$

De tal manera que para un cambio de fase de  $45^\circ$ , y considerando nuestra frecuencia de trabajo, tenemos unas pérdidas de inserción de  $-3$  dB puesto que el valor de la susceptancia sería  $b=2$ .

El diseño anterior se puede mejorar usando la siguiente variación (Figura 27):

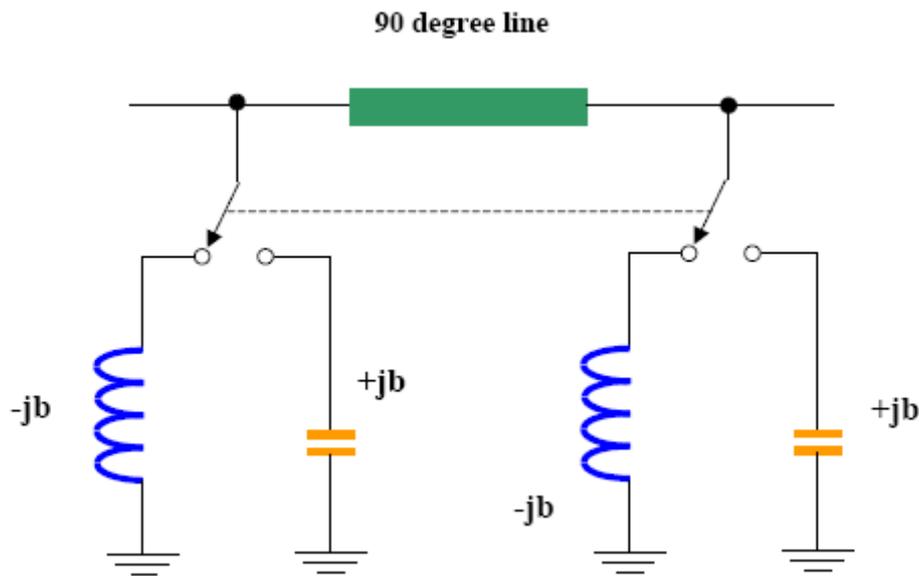


Figura 27. Mejora del desfasador básico [6].

De esta manera vamos a conseguir una mayor excursión en la fase con unas pérdidas de inserción menores, pero con el inconveniente de que la capacidad equivalente del circuito (Figura 27) varía de la siguiente manera:

$$Z_e = \frac{Z_0}{\sqrt{1-b^2}}$$

Aunque para valores de fase, y por tanto de  $b$ , pequeños la variación a penas sería apreciable podemos observar lo que ocurriría para un desfase de  $125^\circ$ :

$$\text{Fase equivalente} \longrightarrow \alpha = \cos^{-1}(-b) = 125^\circ \longrightarrow b = -0.5736$$

$$\text{Impedancia equivalente} \longrightarrow Z_e = 61\Omega$$

Podemos ver que se obtiene una impedancia equivalente demasiado elevada si pensamos trabajar con una impedancia de referencia de  $50\Omega$ .

## b) Ventajas e inconvenientes

Finalmente, lo que nos interesa es observar las ventajas e inconvenientes que este diseño presenta para así poder decidir que alternativa de las propuestas es la mejor. Para el caso de este tipo de desfasadores podemos resumir que:

- Su análisis no es especialmente complejo y permite un diseño rápido y sencillo.
- Desde el primer momento compromete la adaptación del circuito.
- No todas las fases producen la misma amplitud.

### 2.4.2 Segundo diseño, desfasador de líneas conmutadas

Este segundo diseño también se basa en una idea muy sencilla, puesto que únicamente se trata de ir conmutando entre distintas líneas de diferentes longitudes en función de la fase deseada.

#### a) Diseño

Encontramos el siguiente circuito (Figura 28) que ilustra perfectamente la idea que pretendíamos realizar:

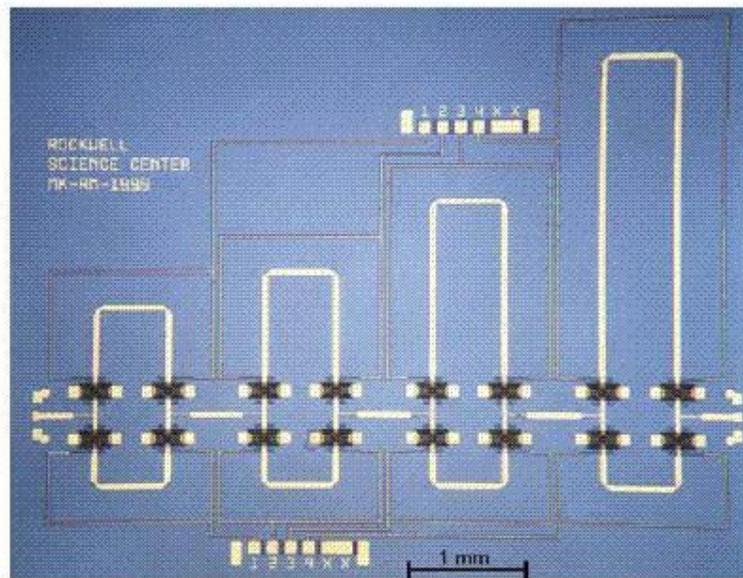


Figura 28. Desfasador de líneas conmutadas [7].

Cada vez que la onda llegue a un elemento de conmutación ésta será guiada a través del camino de referencia, que es la línea inferior, o a través de un camino distinto, de modo que sólo estaremos modificando mínimamente su amplitud y conseguiremos que la fase cambie.

Por tanto el circuito estaría formado únicamente por líneas de transmisión y elementos de conmutación. Así en el peor de los casos, con  $N$  veces, siendo  $N$  el número de etapas

[7].Desfasador de líneas conmutadas, Amicom.

del desfaseador, las pérdidas de inserción del elemento de conmutación. Algunos valores típicos de pérdidas de inserción de diodos PIN que pudimos encontrar estaban entorno a los -0.3 dB.

En contrapartida tenemos que si, por ejemplo, deseáramos una sensibilidad en la fase de 2° serían necesarios 90 estados diferentes lo que se traduciría en 90 etapas, por lo que se haría necesario colocar un amplificar tanto a la entrada como a la salida del circuito.

Así mismo, decidimos realizar una simulación preliminar del diseño para observar su funcionamiento. A continuación se puede ver el primer circuito que decidimos simular:

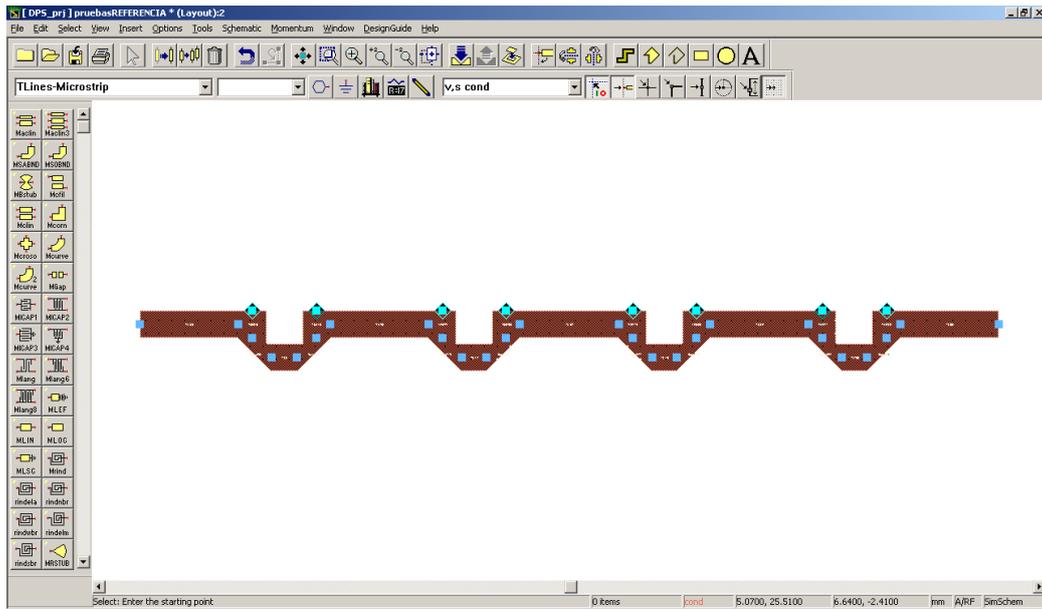


Figura 29. Mejor caso del desfaseador de líneas conmutadas.ADS2006

Y estos fueron los resultados obtenidos:

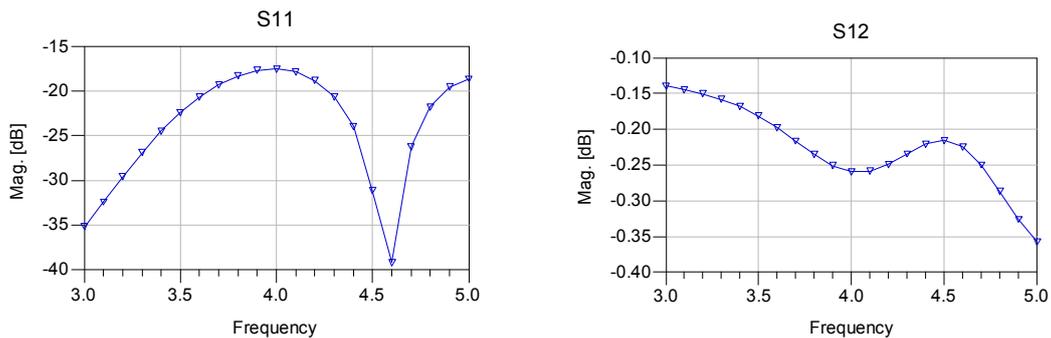


Figura 30. Módulo del S11 y del S12 del mejor caso del desfaseador de líneas conmutadas.ADS2006

Podemos ver como aunque la resonancia no se encuentre en los 4 GHz si tenemos una adaptación bastante buena, puesto que bajamos de los -15 dB, además las pérdidas de inserción son de únicamente -0.25 dB.

El siguiente circuito que simulamos fue el que denominamos como “peor caso” (Figura 31), podemos verlo a continuación:

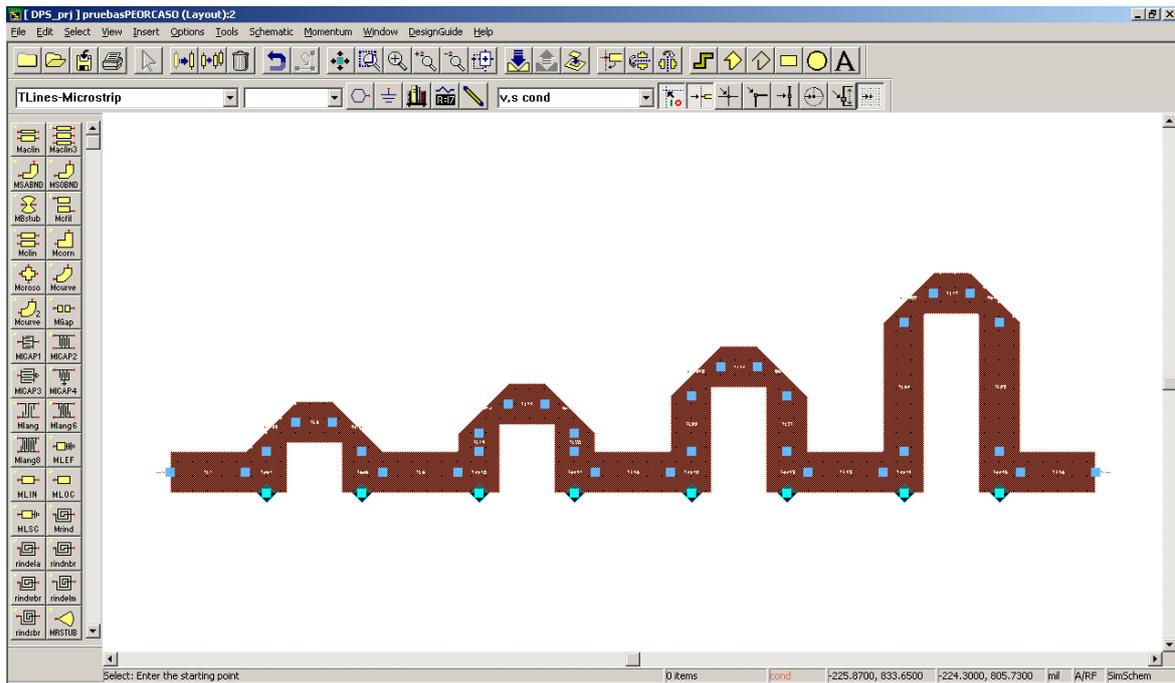


Figura 31. Desfasador de líneas conmutadas, peor caso.ADS2006

Al tratarse de un circuito pasivo, compuesto únicamente por líneas de transmisión, esperábamos obtener unos resultados muy parecidos a los del caso anterior, en todo caso barajamos la idea de que las pérdidas aumentarían un poco, puesto que el *layout* de simulación incluía la tangente de pérdidas del FR-4.

De nuevo simulamos el circuito pero no obtuvimos los resultados que en un principio cabría esperar, tal y como puede verse en la Figura 32:

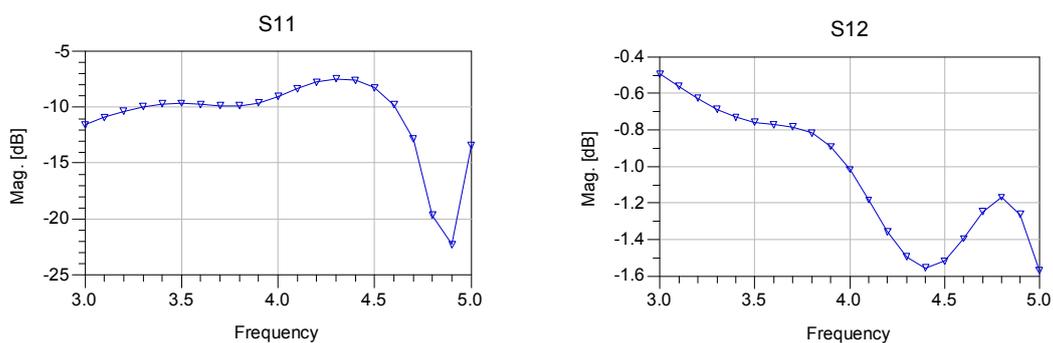


Figura 32. Módulo del S11 y del S12 del peor caso del desfasador de líneas conmutadas.ADS2006

Ante este primer resultado no esperado, decidimos realizar una segunda simulación con un número de puntos mayor, por si, a pesar de lo improbable si comparamos la tendencia de ambos parámetros de dispersión con los del caso anterior y tenemos en cuenta la propia forma

del circuito, no estuviéramos pasando por alguna otra resonancia o se produjera un pequeño decremento entorno a los 4 GHz

Los resultados de esta nueva simulación con mayor precisión se pueden apreciarse en la siguiente figura (33):

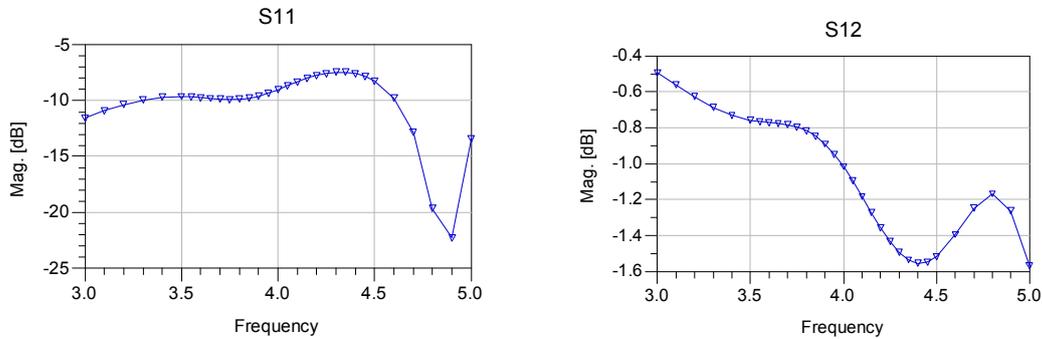


Figura 33. Módulo del S11 y del S12 del peor caso del desfasador de líneas conmutadas.ADS2006

Pudimos comprobar cómo efectivamente se mantenían los malos resultados. Algunos posibles motivos podrían ser por conductividad finita y pérdidas en el dieléctrico, acoplos cruzados entre líneas, o pérdidas por radiación, pudiendo solucionarse este último inconveniente mediante un encapsulado.

Tras estas simulaciones decidimos abandonar el diseño de este tipo de desfasador puesto que veíamos que ya era peor alternativa que la presentada por el desfasador de líneas cargadas.

## b) Ventajas e inconvenientes

A pesar de los graves problemas que encontramos en este tipo de desfasador durante su etapa de diseño, podemos extraer unas cuantas conclusiones:

- Se trata de un circuito sencillo y rápido tanto de diseñar como de fabricar.
- El circuito probablemente requiere de un análisis más profundo que, por ejemplo, incluya el estudio del acoplo cruzado entre líneas, que como hemos comentado anteriormente podría ser una de las causas del descenso en el S12.
- Las tensiones de polarización de los diodos PIN pueden ser muy elevadas para aquellos que trabajan a 4 GHz, con el consecuente aumento del consumo de potencia del sistema, puesto que son necesarios cuatro diodos por cada grupo etapa de conmutación.
- El aumento de la sensibilidad de la fase hace crecer el tamaño del circuito, y por tanto la potencia transmitida decae, por lo que a partir de determinado número de etapas las desviaciones en la amplitud entre los elementos de la agrupación pueden hacerse intolerables.

### 2.4.3 Tercer diseño, desfasador basado en un modulador QAM

La idea de este desfasador nace a partir de un circuito de microondas muy sencillo, se trata de un modulador QAM. Este tipo de circuitos está ampliamente extendido en campos como las comunicaciones espaciales.

Nosotros vamos a realizar nuestro propio análisis del circuito, y trataremos extenderemos el diseño para convertirlo en un modulador lineal de fase, de modo que consigamos una variación entre 0 y 180° grados.

#### a) Diseño

Un posible esquema de un modulador QAM podría ser el siguiente, ideado por J. L. Gómez Tornero [8]:

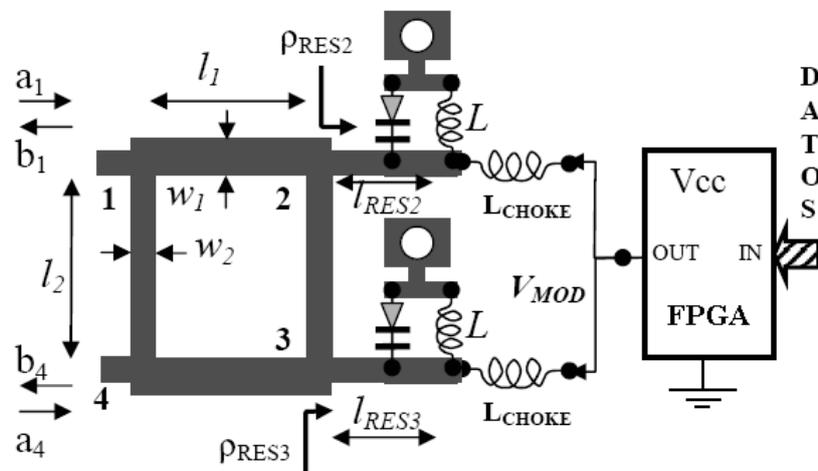


Figura 34. Esquema básico de un modulador QAM de microondas [8].

Puede observarse como además del desfasador se ha añadido un esbozo del circuito de control, basado en una FPGA, el cual proporcionará una serie de tensiones continuas que polarizarán los diodos varactores que se encuentran en los puertos 2 y 3 del circuito, de manera que podremos modificar la fase de la señal de salida, en el puerto 4.

A continuación vamos a realizar un pequeño análisis del circuito para observar su comportamiento, partiendo de la matriz de dispersión del híbrido *branch-line*. Siguiendo la nomenclatura de la figura anterior:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -j & -1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & -1 & -j & 0 \end{pmatrix}$$

[8] "Problemas resueltos de Transmisión por Soporte Físico", Dr. J.L. Gómez Tornero, UPCT.

Además, siguiendo el esquema anterior y las ecuaciones de J.L. Gómez Tornero podemos obtener todo el desarrollo que se explica a continuación:

$$a_2 = b_2 \cdot \rho_{RES2} \text{ y } a_3 = b_3 \cdot \rho_{RES3}$$

Así mismo como asumiremos que el circuito con el que cargaremos el puerto número cuatro, que en nuestro caso será una antena de parche, estará perfectamente adaptado:

$$a_4 = 0$$

Por lo tanto el sistema que debemos resolver sería el siguiente:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -j & -1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & -1 & -j & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ b_2 \cdot \rho_{RES2} \\ b_3 \cdot \rho_{RES3} \\ 0 \end{pmatrix}$$

De esta manera obtenemos el siguiente sistema de ecuaciones:

$$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [-j \cdot b_2 \cdot \rho_{RES2} - b_3 \cdot \rho_{RES3}]$$

$$b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [-j \cdot a_1]$$

$$b_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [-a_1]$$

$$b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [-b_2 \cdot \rho_{RES2} - j \cdot b_3 \cdot \rho_{RES3}]$$

Operando mínimamente obtenemos que:

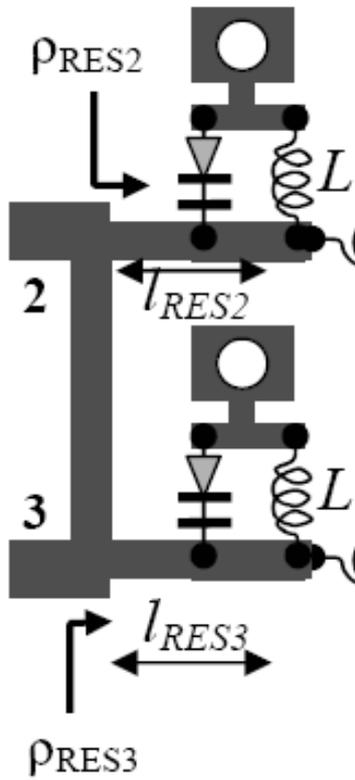
$$b_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \left[ -j \cdot \frac{-j \cdot a_1}{\sqrt{2}} \cdot \rho_{RES2} - \frac{-a_1}{\sqrt{2}} \cdot \rho_{RES3} \right] = \frac{1}{2} \cdot [\rho_{RES3} - \rho_{RES2}] \cdot a_1$$

$$b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \left[ \frac{j \cdot a_1}{\sqrt{2}} \cdot \rho_{RES2} - j \cdot \frac{-a_1}{\sqrt{2}} \cdot \rho_{RES3} \right] = \frac{j}{2} \cdot [\rho_{RES3} + \rho_{RES2}] \cdot a_1$$

Ya podemos resolver el coeficiente de reflexión y de transmisión de la red:

$$\rho_{en} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{1}{2} \cdot [\rho_{RES3} - \rho_{RES2}]$$

$$\tau_s = \frac{b_4}{a_1} = \frac{j}{2} \cdot [\rho_{RES3} + \rho_{RES2}]$$



Ahora vamos a analizar los coeficientes de reflexión en los puertos 2 y 3 del híbrido *branch-line*. En la figura dónde se observa el esquema del circuito podemos ver como cada uno de estos puertos está cargado con un diodo varactor y una bobina. Así que tal y como podemos observar el circuito equivalente que hay en el puerto es una celda LC, dónde la capacidad sería variable, así que el análisis sería el siguiente:

$$\rho_{Res} = \frac{Z_{en} - Z_0}{Z_{en} + Z_0} = \frac{Y_0 - Y_{en}}{Y_0 + Y_{en}} = \frac{1 - \overline{Y_{en}}}{1 + \overline{Y_{en}}}$$

$$Y_{en} = j \cdot \omega \cdot C_{var} - \frac{j}{\omega \cdot L} = j \cdot \left( \omega \cdot C_{var} - \frac{1}{\omega \cdot L} \right) = j \cdot B$$

$$\overline{Y_{en}} = j \cdot \overline{B}$$

$$\rho_{Res} = \frac{1 - j \cdot \overline{B}}{1 + j \cdot \overline{B}}$$

$$|\rho_{Res}| = \left| \frac{1 - j \cdot \overline{B}}{1 + j \cdot \overline{B}} \right| = 1$$

$$\varphi_{Res} = -\arctan \overline{B} - \arctan \overline{B} = -2 \cdot \arctan \overline{B}$$

Y finalmente podremos definir la señal de salida, en el puerto 4, de la siguiente manera:

$$\rho_{Res2} = \rho_{Res3} = 1 \cdot e^{j \cdot \varphi_{Res}}$$

$$\rho_{en} = 0 \quad y \quad \tau_s = \frac{b_4}{a_1}$$

$$b_4 = a_1 \cdot j \cdot \rho_{Res} = a_1 \cdot e^{j \cdot (90^\circ + \varphi_{Res})}$$

Puede observarse como la amplitud de la señal de salida es independiente del desfase introducido siempre y cuando el híbrido esté adaptado tanto a su entrada como a su salida.

### c) Ventajas e inconvenientes

A través del proceso de diseño podemos extraer las siguientes ventajas e inconvenientes de este desfasador:

- El desfasador es transparente al circuito de control
- Su fabricación es sencilla

- No produce pérdidas en la amplitud de la señal de salida respecto de la de entrada
- La amplitud de la señal de salida es independiente del desfase de la misma
- Puede que se requieran bobinas de valores muy pequeños por la frecuencia de trabajo
- El rango dinámico de los diodos varactores puede ser muy específico, con la consecuente dificultad para encontrar circuitos comerciales que se adecuen a las necesidades del diseño.

#### 2.4.4 Elección de un diseño y su implementación

##### a) Justificación de la elección de un diseño

Como hemos podido observar, los dos primeros circuitos han presentado la gran desventaja de que la adaptación del circuito varía con la fase introducida, mientras que para la tercera opción fase y adaptación son completamente independientes.

Por otro lado, a pesar de que el último circuito no es tan sencillo de analizar como los dos anteriores sigue presentando un análisis simple y no compromete aspectos críticos del diseño.

Así que teniendo que elegir entre el primer y el tercer tipo de desfasador, recordemos que el segundo presenta inconvenientes que comprometen la integridad del sistema, decidimos elegir el que está basado en el modulador QAM.

Sin embargo, la elección de este desfasador sigue planteando algunos inconvenientes importantes, para los que más adelante se propondrán algunas soluciones.

##### b) Análisis previo a la implementación del circuito

Ahora que ya tenemos determinado el funcionamiento del tercer circuito desfasador podemos avanzar un poco más en el diseño y trabajar con los valores reales de los parámetros del mismo, como sería la frecuencia de trabajo y las fases deseadas a la salida del circuito.

Pero antes de pasar a trabajar sobre el circuito con ADS2006 y continuar con su fabricación, consideramos oportuno hacer un estudio del comportamiento de la fase de salida en función de las capacidades e inductancias.

Para este pequeño análisis desarrollamos una serie de *scripts* en Matlab que nos permitiesen realizar todas las variaciones, medidas y caracterizaciones del comportamiento de la fase en función de la capacidad y la inductancia que estimásemos oportunas.

Uno de los *scripts* nos permitía ver los distintos valores de capacidad necesarios para un desfase progresivo entre 0 y 180°. Además, añadimos algunas líneas de código que nos permitían realizar una búsqueda de la inductancia mínima requerida para que no se dieran capacidades negativas.

La condición que debe cumplir la inductancia para no obtener valores negativos de capacidad puede observarse a continuación:

$$j \cdot B = j \cdot \left( \omega \cdot C_{var} - \frac{1}{\omega \cdot L} \right)$$

$$B = \tan(\varphi_{Res}/2)$$

$$C_{var} = \frac{1}{\omega^2 \cdot L} - \frac{1}{Z_0 \cdot \omega} \cdot \tan(\varphi_{Res}/2) > 0$$

$$\frac{1}{\omega^2 \cdot L} > \frac{1}{Z_0 \cdot \omega} \cdot \tan(\varphi_{Res}/2)$$

$$L < \frac{Z_0}{\omega \cdot \tan(\varphi_{Res}/2)}$$

Así observamos que para cada uno de los desfases sería necesario un valor máximo de inductancia distinta, puesto que cada uno tiene una fase para cada apuntamiento:

$$L1 = 37.89 \text{ pH}$$

$$L2 = 63.50 \text{ pH}$$

$$L3 = 57.19 \text{ pH}$$

Como puede observarse son valores de inductancias muy pequeños, lo que representa un problema al que debemos buscar solución.

Por otro lado a continuación podemos observar las capacidades necesarias para los dos primeros desfases teniendo en cuenta las fases progresivas:

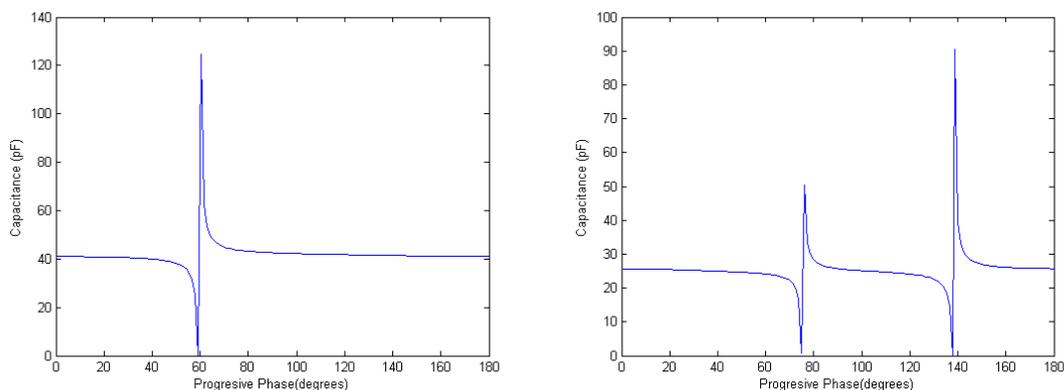


Figura 36. Capacidad y fase progresiva. Matlab

Vemos como aparece una singularidad para el caso del primer desfase y dos para el segundo, esto se debe a la función tangente de la que depende la capacidad, aunque es un inconveniente más adelante propondremos una posible solución.

De estas dos gráficas también podemos deducir que los diodos varactores necesarios para este circuito deben constar de un margen dinámico muy elevado, aunque si consiguiéramos evitar de algún modo las singularidades podríamos encontrar diodos que se adecuaran a nuestras necesidades.

### c) Implementación del híbrido *branch-line* y medidas

A pesar de que han surgido algunos inconvenientes por los requerimientos de las celdas LC con las que vamos a cargar los puertos del desfasador es posible encontrar algunas soluciones para mitigar estos problemas que comentaremos más adelante, así que decidimos continuar con el diseño del desfasador. Para ello pensamos que lo más adecuada sería diseñar e implementar el híbrido *branch-line*.

Después de la simulación del primer *layout* obtuvimos unos resultados bastante pobres tanto en adaptación como en la situación de la frecuencia de resonancia, así que decidimos usar un método parecido al que ya utilizamos para el diseño del *feeder*, dónde íbamos modificando la longitud y grosor de los transformadores en  $\lambda/4$  con la dificultad añadida de que en esta ocasión no todos los transformadores tiene la misma impedancia característica, y por tanto las variaciones en dimensiones físicas no pueden ser iguales, sino que lo deben ser las de las dimensiones eléctricas.

Tras múltiples simulaciones decidimos dejar de intentar mejorar el ajuste de los parámetros de dispersión de la red cuando llegamos a los siguientes resultados:

#### i) Parámetros de dispersión con valor nulo

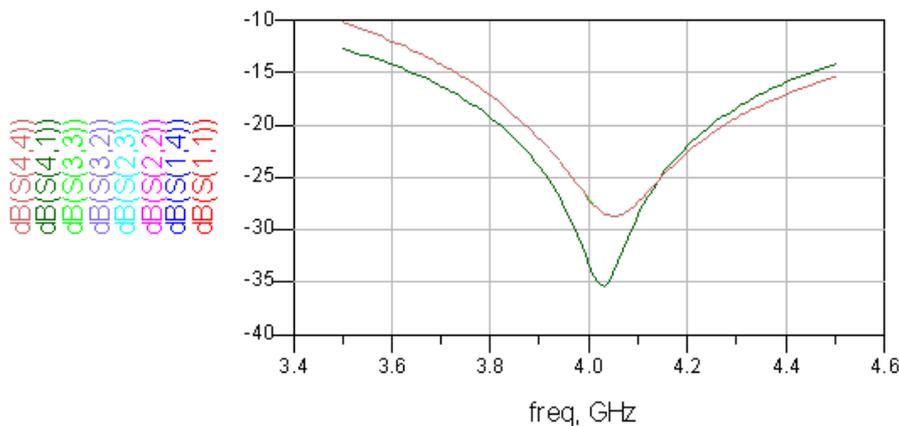


Figura 37. Módulo de los parámetros de dispersión con valor nulo.ADS2006

En el caso de los parámetros de dispersión que deben ser nulos, podemos ver como conseguimos valores por debajo de los -25 dB en 4 GHz Así que si en el proceso de fabricación no surge ningún inconveniente debemos obtener un buen valor de adaptación entorno a los 4 GHz.

ii) Parámetros de dispersión con valor  $-j/2$

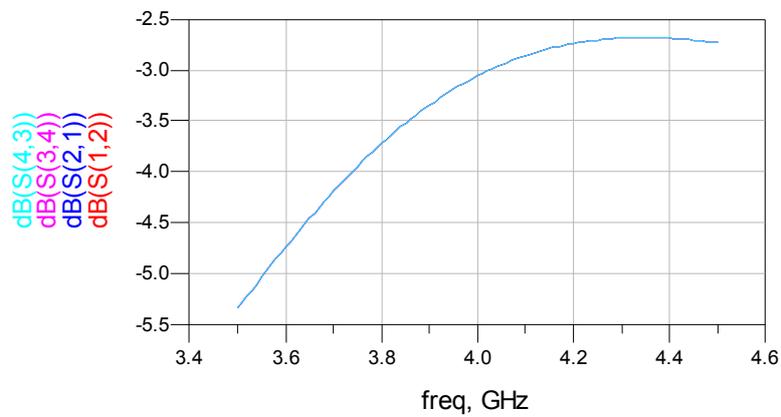


Figura 38-1. Módulo de los parámetros de dispersión con valor  $-j/2$ .ADS2006

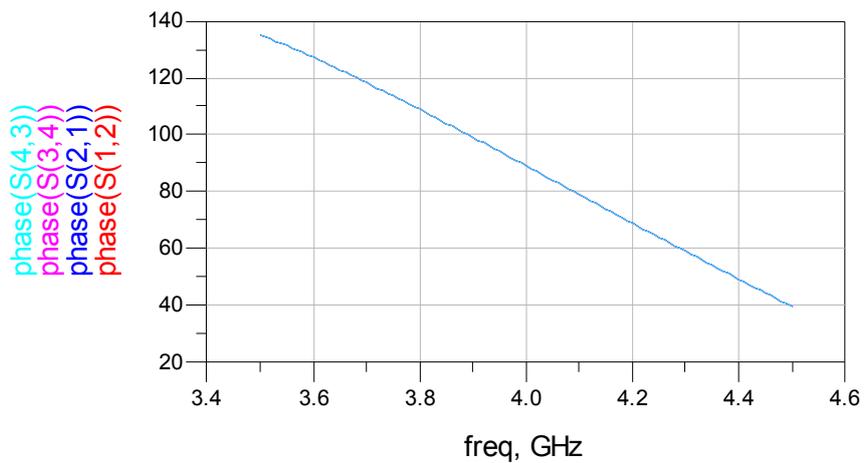


Figura 38-2. Fase de los parámetros de dispersión con valor  $-j/2$ .ADS2006

En este caso podemos ver que estamos muy cerca de los -3 dB buscados y que además obtenemos una fase de  $90^\circ$ , aunque se supone que la fase debería ser de  $-90^\circ$  este valor no es posible puesto que sólo podemos producir desfases positivos tal y como cabría esperar, así que tenemos un “giro” de  $180^\circ$  en las fases de los parámetros de dispersión.

iii) Parámetros de dispersión con valor  $-1/2$

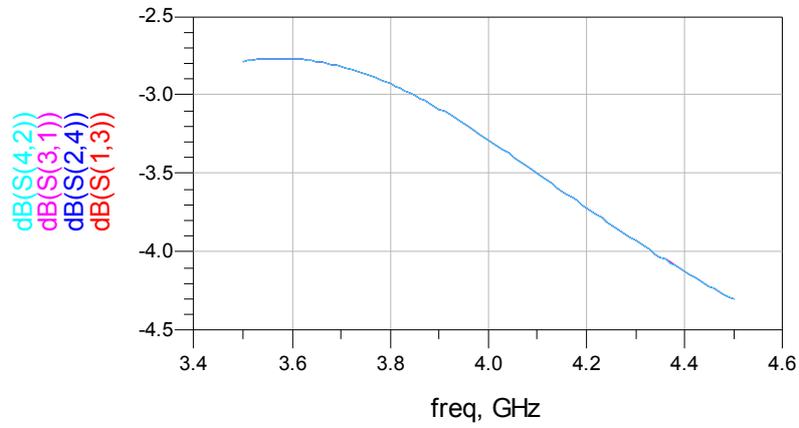


Figura 39-1. Módulo de los parámetros de dispersión con valor  $-1/2$ .ADS2006

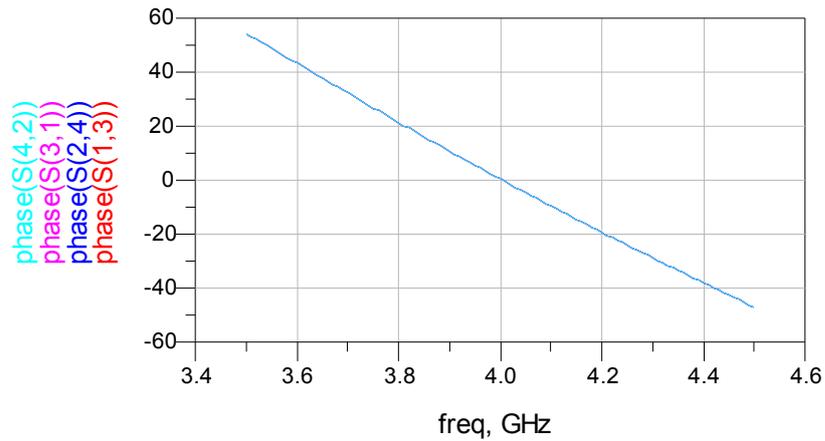


Figura 39-2. Fase de los parámetros de dispersión con valor  $-1/2$ .ADS2006

En este caso nos alejamos bastante del valor esperado de  $-3$  dB, pero considerando que aún no sabemos cuánto se podría desviar el circuito al fabricarlo decidimos dejarlo en este punto. Por otro lado, podemos observar cómo obtener  $0^\circ$  en el desfase, lo que concuerda con los resultados anteriores, donde dijimos que los desfases que íbamos a obtener estarían “girados”  $180^\circ$ .

El circuito ya implementado, con los puertos soldados, quedó de la siguiente manera:

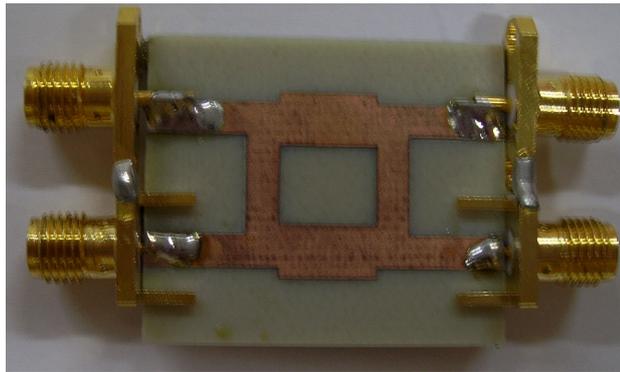


Figura 40. Híbrido *branch-line* implementado con los puertos soldados.

De nuevo fuimos al laboratorio para realizar las medidas pertinentes con el analizador de redes, las cuales procesamos con Matlab para obtener las siguientes visualizaciones:

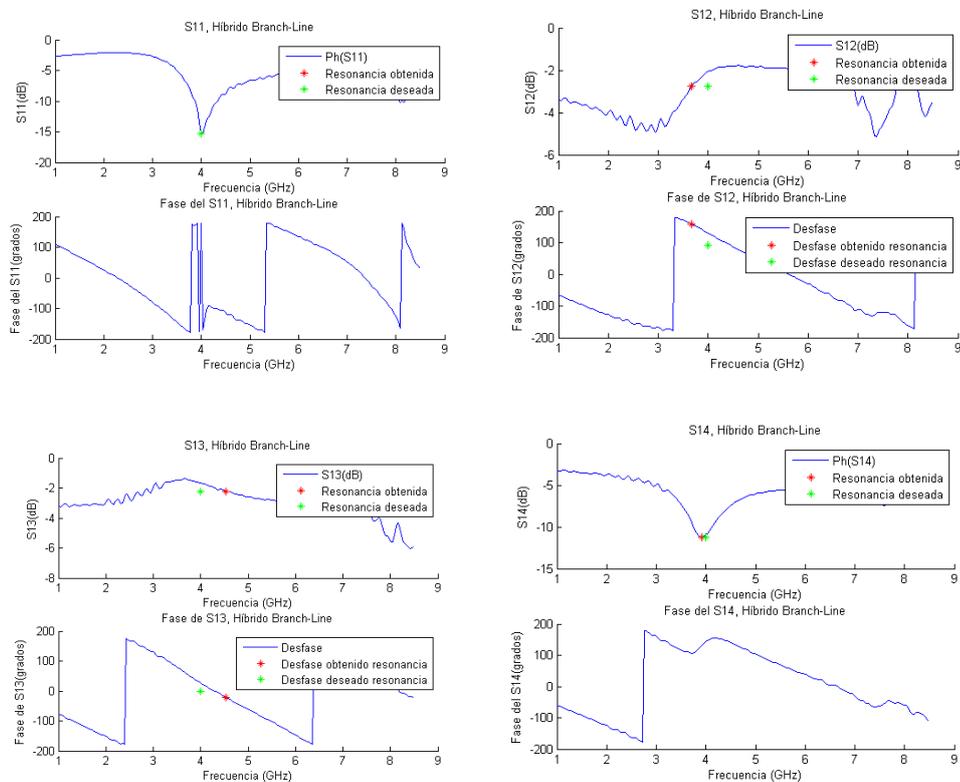


Figura 41. Módulo y fase de los parámetros de dispersión del híbrido *branch-line* implementado.

Puede verse como para los parámetros que deberían ser nulos, el S11 y S14, hemos conseguido aproximadamente -15 y -10 dB respectivamente, que sin ser valores excesivamente buenos podemos calificar como satisfactorios.

Para los parámetros cuyo valor debería ser  $-j/2$ , como el S12, vemos como obtenemos los -3 dB esperados unos 250 MHz por debajo de lo esperado, mientras que el valor de fase  $90^\circ$  se encuentra unos 500 MHz por encima de los 4 GHz, siendo desviaciones que se encuentran en el entorno del 0'05% respecto a la frecuencia de resonancia.

Los parámetros que deberían tener un valor de  $-1/2$ , como el S13, obtuvieron un valor de unos  $-3$  dB y  $0^\circ$  en aproximadamente 4.5 GHz, unos 500 MHz por encima de lo esperado.

## 2.4.5 Análisis de resultados

### a) Medidas

Como hemos podido observar en las medidas, la adaptación del circuito es bastante buena a pesar de no encontrarse centrada en la frecuencia deseada. Sin embargo, el resto de parámetros de dispersión se encuentran muy desplazados en frecuencia.

En otros apartados ya se ha comentado que la fresadora de la que se dispone posee únicamente 0.1 mm de sensibilidad, por lo que esto puede afectar directamente sobre los diseños que implementemos. En este caso parece que las dimensiones del circuito se han desplazado afectando únicamente a algunos de los parámetros del híbrido, incluso desplazado fase y módulo de modos diferentes, por lo que llegar a un proceso de ajuste de las dimensiones en función de la desviación observada sería muy complejo. También podríamos pensar que estos problemas son debidos a heterogeneidades del sustrato.

### b) Inconvenientes del diseño

Durante el proceso de diseño hemos encontrado los siguientes problemas:

- Singularidades en los valores de las capacidades
- El pequeño valor de las inductancias
- La sensibilidad del híbrido al proceso de fabricación

De todos estos inconvenientes creemos que el más crítico es sin duda el pequeño valor de las inductancias, que en un principio sólo se podría solucionar cambiando la frecuencia de trabajo.

Un problema que también podría considerarse grave como los desajustes en los parámetros de dispersión del híbrido *branch-line*, que tal vez se solucionaría si pudiéramos acceder a una tecnología de fabricación más avanzada.

### c) Soluciones propuestas

A continuación vamos a proponer algunas alternativas para intentar solucionar los problemas surgidos durante el diseño del desfaseador elegido.

#### i) Disminuir la frecuencia de trabajo

Esta primera alternativa parece la más obvia y necesaria, puesto que si no conseguimos valores de inductancias mayores no se podría finalizar el diseño, ya que el valor máximo de la inductancia depende inversamente de la frecuencia. Sin embargo esta solución supondría modificar prácticamente todo el trabajo de diseño ya desarrollado.

## ii) Desfasadores en cascada

Esta segunda alternativa puede solucionar problema de las singularidades y por tanto del rango de trabajo de los diodos varactores, puesto que separando el cambio de fase en dos desfasadores podríamos trabajar a un lado y otro de la singularidad.

Así mismo esta solución nos permitiría trabajar con inductancias mayores, puesto que son las singularidades las que hacen tender a cero el valor de la capacidad, y al evitarlas ya no tendríamos una condición tan restrictiva en el valor de la inductancia.

El mayor inconveniente sería el diseño de un circuito de control más complejo que el que se ha desarrollado paralelamente al diseño del transmisor.

## iii) Mejorar el diseño del desfasador elegido

Como hemos visto tenemos algunos problemas que pueden comprometer el funcionamiento del desfasador, por ellos antes de intentar poner en práctica alguna de las soluciones propuestas, o otras que pudieran considerarse, sería recomendable estudiar las distintas posibilidades de otros desfasadores más complejos.

Si acudimos al diseño de otros desfasadores con mayor complejidad conseguiríamos una mayor robustez y de los mismos, y por tanto el esfuerzo necesario podría verse recompensando al no tener que solucionar inconvenientes como los que nosotros hemos encontrado. Una opción de desfasador puede verse a continuación:

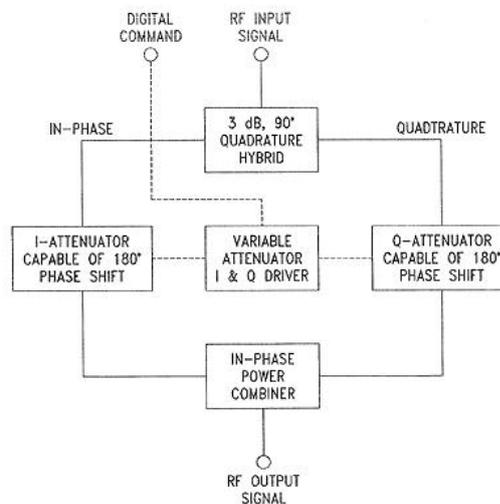


Figura 42. Desfasador digital de diseño complejo [9].

Este diseño presenta una gran robustez y flexibilidad para la variación de la fase. En concreto se trata de un desfasador de la compañía GT-Microwave, que descartamos porque posee un elevado coste monetario.

[9] *Phase-Shifters*, GT-Microwave.

## **Capítulo 3. Subsistema Receptor**



### 3. Subsistema receptor

En este capítulo vamos a desarrollar el subsistema receptor, que está compuesto básicamente por un par de antenas receptoras, un mezclador y un filtro paso-bajo. Su función principal es proveer al subsistema de control una señal de continua proporcional a la posición del blanco, aunque como veremos en el cuarto capítulo, dedicado a dicha unidad de control, en un principio se propone que se facilite una señal “todo o nada”.

La estructura de este receptor se basa en un interferómetro básico, y atiende a algunas relaciones básicas que podremos ver más adelante. También veremos cómo se trata de una estructura fácil y sencilla de diseñar, aunque presenta algunos inconvenientes tal y como se relatará en el estudio teórico, para los que presentaremos algunas posibles soluciones.

#### 3.1 Estudio teórico

Los interferómetros están ampliamente estudiados, y no es intención de este proyecto discutir ni desarrollar nuevas técnicas dentro de este campo. El siguiente diagrama de bloques está basado en dichas técnicas [10]:

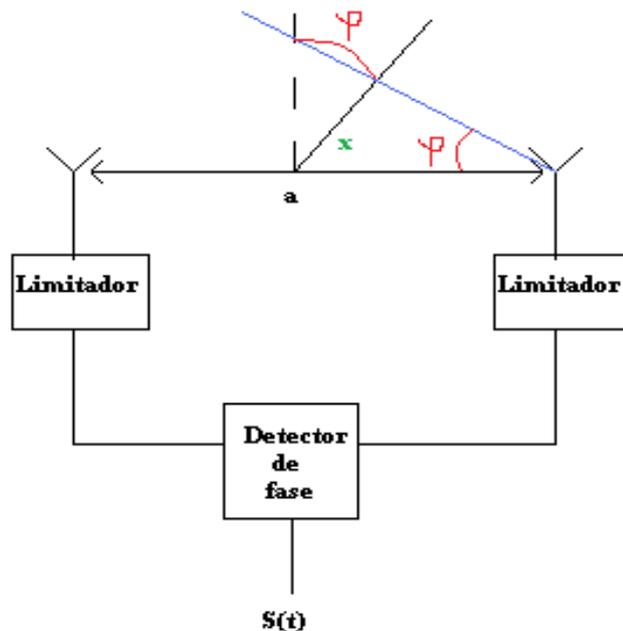


Figura 43. Diagrama de bloques de un interferómetro básico.

Como puede apreciarse, se trata de un esquema bastante sencillo y que parece no tener mayores dificultades, pero como veremos posteriormente durante el proceso de diseño aparecerán algunos inconvenientes.

[10] Radar Interferometry: Data Interpretation and Error Analysis, R.F. Hanssen, ed. Springer

Al tratarse de un esquema tan sencillo el análisis teórico no es mucho más complicado, tal y como vamos a ver a continuación. Empezando por la señal recibida en cada antena es sencillo deducir que:

$$E_1 = E_0 \cdot \sin\left(\omega_0 \cdot t + \frac{2 \cdot \pi \cdot x}{\lambda}\right)$$

$$E_2 = E_0 \cdot \sin\left(\omega_0 \cdot t - \frac{\pi \cdot x \cdot a}{\lambda} \cdot \sin(\varphi)\right)$$

Y como hemos visto en el diagrama de bloques tenemos un módulo detector de fase, el cual nos proporcionará la siguiente relación:

$$\alpha = \frac{\pi \cdot a}{\lambda} \cdot \sin(\varphi) - \left(-\frac{\pi \cdot a}{\lambda} \cdot \sin(\varphi)\right) = \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \cdot \sin(\varphi)$$

A partir de esta relación sabemos que midiendo  $\alpha$  podemos obtener  $\sin(\varphi)$ , despejando directamente de la expresión anterior:

$$\sin(\varphi) = \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \alpha$$

Y como nuestro blanco se encuentra a gran distancia podemos hacer la siguiente aproximación:

$$\varphi = \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \alpha$$

De tal manera que medir la diferencia de fase entre las dos antenas equivale a obtener la posición angular del blanco.

Para la expresión sin aproximación existe ambigüedad, pero la podemos evitar de la siguiente manera:

$$-\pi < \alpha < \pi \quad \text{y} \quad \alpha = \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \cdot \sin(\varphi) \leq \pi$$

$$\text{Si} \quad -1 < \sin(\varphi) < 1 \quad \text{entonces} \quad \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \leq \pi$$

$$\frac{2 \cdot a}{\lambda} \leq 1 \quad \text{y por tanto:}$$

$$a \leq \frac{\lambda}{2}$$

Podemos comprobar cómo en sencillo solucionar dicha ambigüedad, pero esto a su vez tiene otros inconvenientes.

Para ver los problemas que se derivan de esta condición podemos hacer un estudio del error de la medida:

$$\begin{aligned} \text{Si } \sin(\varphi) &= \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \alpha, \text{ su derivada se puede expresar como:} \\ \cos(\varphi) \cdot \Delta\varphi &= \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \Delta\alpha \\ \Delta\varphi &= \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a} \cdot \frac{\Delta\alpha}{\cos(\varphi)} \end{aligned}$$

Así que debemos tener una relación  $a/\lambda$  alta si queremos evitar errores grandes en la medida, pero entonces obtendremos las ambigüedades que pretendíamos evitar. Además se puede observar como el error crece mucho en las direcciones rasantes, cuando el coseno tiende a cero.

Ante la disyuntiva de la ambigüedad y el error podemos utilizar dos medidas diferentes del ángulo, de manera que con una deshagamos la ambigüedad y con la otra mejoramos la precisión. Esta solución nos permitiría obtener correctamente el seno del ángulo de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \text{Sistema sin ambigüedad: } \sin(\varphi) &= \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a'} \cdot \alpha' \\ \text{Sistema ambiguo: } \sin(\varphi) &= \frac{\lambda \cdot (\alpha + 2 \cdot n \cdot \pi)}{2 \cdot \pi \cdot a} \\ \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a'} \cdot \alpha' &= \frac{\lambda \cdot (\alpha + 2 \cdot n \cdot \pi)}{2 \cdot \pi \cdot a} \end{aligned}$$

Nos quedaría despejar el valor correcto de  $n$  y aplicarlo a la ecuación del sistema ambiguo:

$$\begin{aligned} \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a'} \cdot \alpha' &= \frac{\lambda \cdot (\alpha + 2 \cdot n \cdot \pi)}{2 \cdot \pi \cdot a} \\ \frac{a}{a'} \cdot \alpha' &= \alpha + 2 \cdot n \cdot \pi \\ n &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ \frac{a}{a'} \cdot \alpha' - \alpha \right] \end{aligned}$$

Pero aquí también tenemos el inconveniente de que si la relación  $a/a'$  es demasiado grande el error de la medida de la diferencia de fase afectará mucho a la obtención de  $n$ . Este problema se puede ver a continuación:

$$\begin{aligned} \text{Suponiendo que } -1 < \Delta n < 1 \\ \Delta n &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[ \frac{a}{a'} \cdot \Delta\alpha' \right] < 1 \end{aligned}$$

Así obtenemos el siguiente límite para deshacer la ambigüedad considerando  $a' = \lambda/2$ :

$$a \leq \frac{2 \cdot \pi \cdot \lambda}{\Delta \alpha' \cdot 2}$$

Lo que de un modo u otro nos obliga a disponer de diferentes pares de antenas con distintas separaciones, cada vez mayores, si queremos mejorar la precisión del sistema.

### 3.2 Diseño y simulaciones

Como hemos podido ver en el estudio teórico previo, el sistema puede llegar a complicarse bastante si buscamos conseguir una precisión bastante alta. Pero como ya dijimos en la introducción del capítulo nuestra idea es basarnos en un radiogoniómetro básico, por lo que sólo diseñaremos un sistema con dos pares de antenas. Así el diagrama de bloques de nuestro diseño inicial será el siguiente:

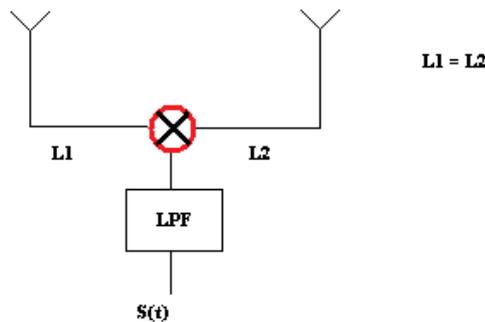


Figura 44. Diagrama de bloques del detector implementado con Matlab.

En el esquema (Figura 34) se indica como las dos líneas de transmisión que van desde las antenas al mezclador poseen la misma longitud. Tras modelar con Matlab este primer diseño obtuvimos los siguientes resultados, asumiendo una trayectoria rectilínea, no excesivamente rasante:

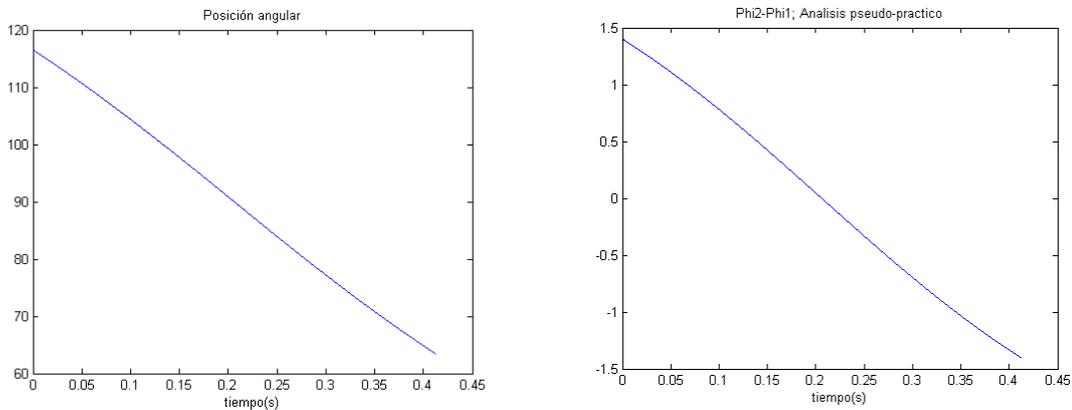


Figura 45. Posición angular, modelo teórico y pseudo-práctico. Matlab

Puede verse como obtenemos una señal en la diferencia de fase que podemos considerar directamente proporcional a la posición angular del blanco. Pero para el diagrama de bloques presentado originalmente se obtiene la siguiente señal a su salida:

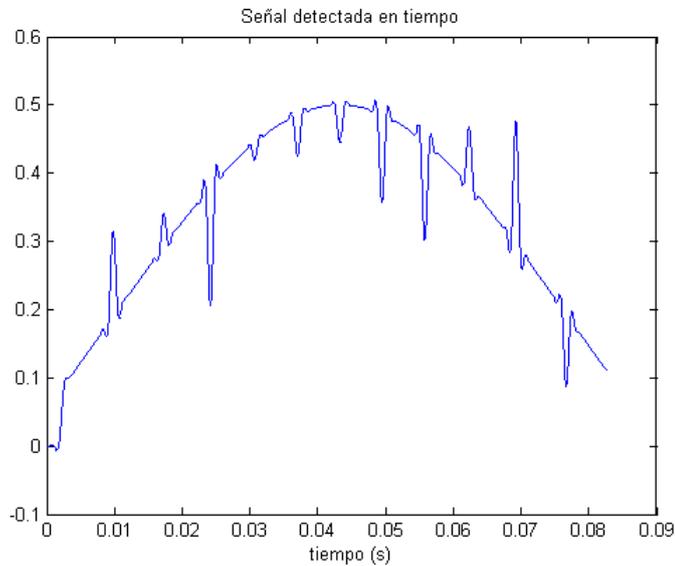


Figura 46. Señal a la salida del receptor. Matlab.

Vimos que por el tipo de control que esperábamos hacer en un principio que nos interesaba que hubiese un cambio de fase a partir del momento en el que el blanco se encontrara a la derecha del receptor, así que finalmente el diseño quedó, de un modo muy escueto, tal y como sigue:

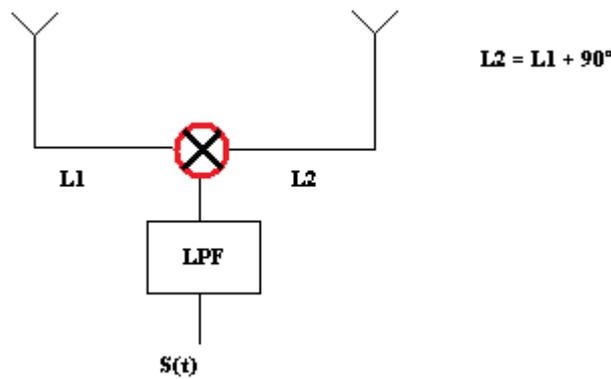


Figura 47. Modificación del diagrama de bloques del detector anterior.

Ahora vemos que en el nuevo modelo (Figura 47), el segundo brazo tendría una longitud eléctrica  $90^\circ$  mayor que el primero.

Y los resultados que obtuvimos fueron los siguientes:

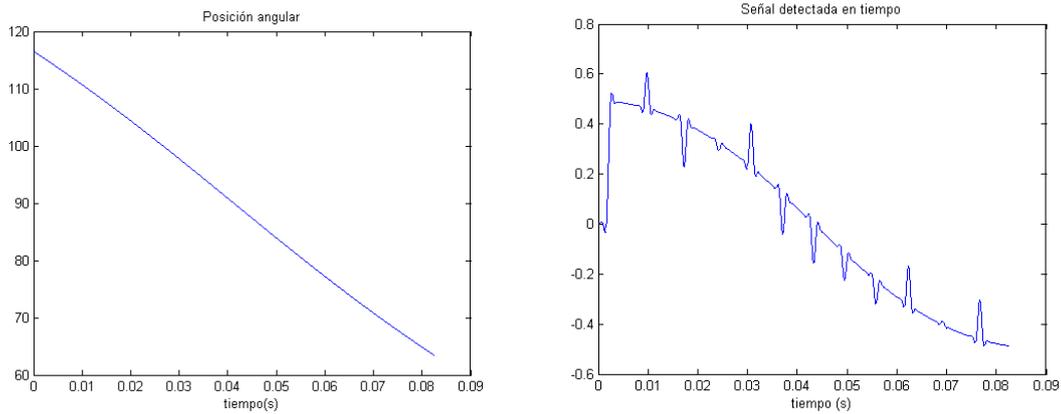


Figura 48. Posición angular, modelo teórico y salida del detector. Matlab

Podemos ver como se obtiene una señal que sigue de manera casi proporcional la posición angular del blanco. Así mismo, aprovechando parte del trabajo que se realizó para el desarrollo del subsistema de control pudimos probar este receptor para distintas trayectorias.

- Trayectoria rectilínea y rasante:

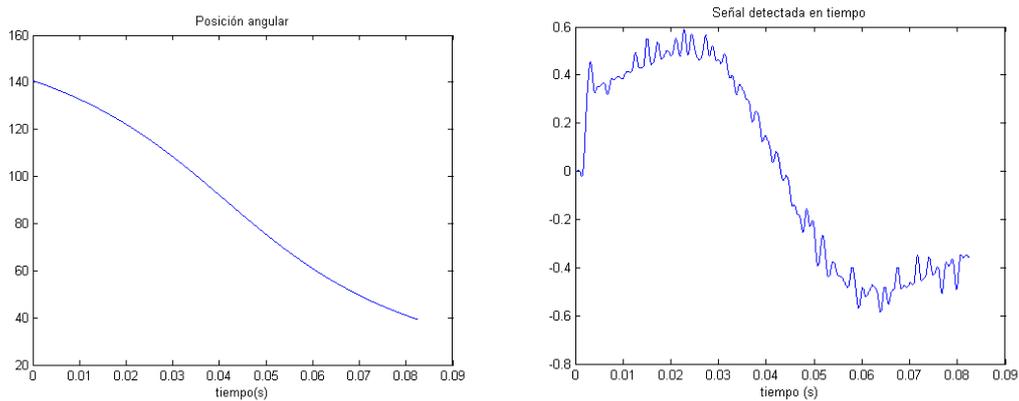


Figura 49a. Posición angular, modelo teórico y salida del detector para trayectoria rectilínea. Matlab

- Trayectoria hiperbólica:

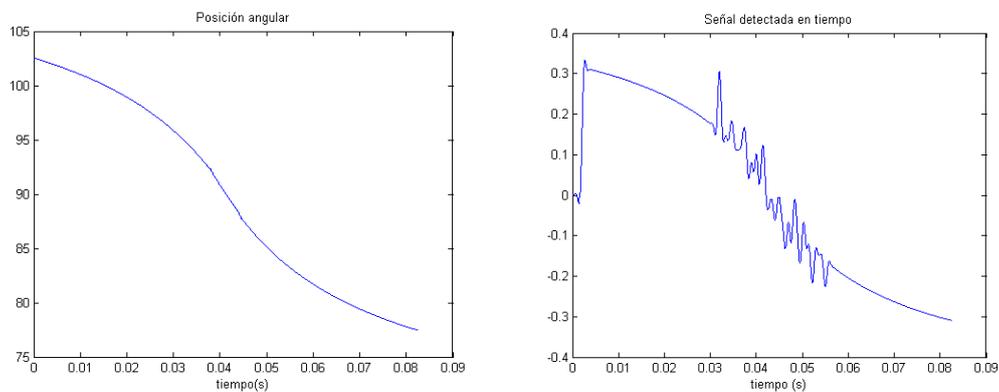


Figura 49b. Posición angular, modelo teórico y salida del detector para trayectoria hiperbólica. Matlab

### 3.3 Análisis de la C/N

El siguiente estudio que vamos a presentar sobre la C/N del subsistema es relativamente sencillo y seguramente requiera de un detalle y rigurosidad mayores, pero la limitación en extensión temporal de este proyecto no nos ha permitido llevar a cabo un modelado mejor de este parámetro en función de la distancia de alcance deseada.

Sin embargo consideramos importante añadir los resultados que obtuvimos, puesto que nos han ayudado a conocer mejor un parámetro importante del sistema.

De nuevo usamos la herramienta Matlab, que nos permitió construir este modelo básico mediante el siguiente código:

```
clear all,close all,clc
%%Estudio Alcance y C/N

%En esta aproximacion vamos a dejar de lado el modelado estadistico %del ruido

%%Asumimos una iluminacion uniforme de 4 elementos

Pout=10;%simulacion para cuatro parches
Gp=10^(15/10);%%5,61 dB -> ganancia de un parche
Gr=Gp;%%la ganancia de recepcion coincide con la de un parche

sigma=0.95;
freq=4e9;
lambda=(3e8)/freq;
k=1.38e-23;

T0=310;%%asumamos temperatura ambiente+calentamiento
B=0.5e3;%%Podemos asumir que los parches se comportan como filtros de
%% banda estrecha
F=0.95;%%cuyo factor de ruido coincide con las perdidas introducidas

Rmax=[1 5 10 20 30 50 75 150 250 300]*1e3;

SN_min=(Pout*Gr*sigma*(lambda^2))./(((4*pi)^3)*k*T0*F*B*(Rmax.^4));

CN_min=SN_min/2;%factor de mejor demodulacion con mezclador->+3dB
CN_min=10*log(CN_min)-3;

figure,
plot(CN_min,Rmax/1e3),title ('C/N vs Alcance'),xlabel ('C/N(dB)'),
ylabel('Alcance (Km)')
```

Como ya hemos comentado sería necesario incluir en estas simulaciones un modelo estadístico del ruido, tal y como se desarrolla en toda la documentación específica, pero las limitaciones temporales del proyecto nos han impedido realizarlas. Teniendo en cuenta esto, los resultados que vamos a obtener pueden diferir mucho de los reales, pero pueden ser útiles para hacernos una idea de cómo se comporta la C/N y el alcance en nuestro sistema.

Los resultados que obtuvimos fueron los siguientes:

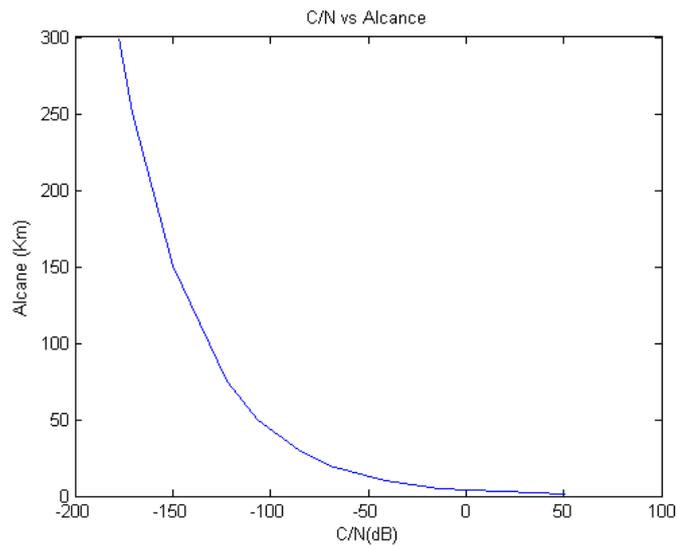


Figura 50. Alcance y C/N. Matlab

Aún así, con esta simulación si podemos hacernos una idea de las magnitudes en las que se va a mover la C/N y el alcance del sistema para una potencia emitida de 10 W.

### 3.4 Análisis de resultados

Tal y como se desprende de los resultados obtenidos, tenemos un sistema que se comporta bastante bien, pero que en los extremos del campo de visión produce un error grande en la detección.

Ya en el estudio teórico sabíamos que el sistema iba a funcionar de esta manera, pero mediante estas simulaciones hemos podido comprobar que para ángulos aproximadamente mayores de  $140^\circ$  y menores de  $40^\circ$  el error del sistema se vuelve significativo.

Por otro lado, también hemos comprobado que nuestra aproximación del seno del ángulo de la posición angular por dicho ángulo es correcta, siempre y cuando la distancia al blanco sea como mínimo de varios cientos de metros.

También sabemos, aunque no sea con un modelo exacto, que vamos a necesitar un valor de C/N en el entorno de los 150 dB's si queremos garantizar alcances que se encuentren en el orden del centenar de kilómetros.

### **3.5 Ventajas e inconvenientes**

Como hemos visto el subsistema receptor planteado tiene algunos inconvenientes, pero también tiene algunas características positivas. A continuación resumimos tanto unas como otras:

- Es sencillo de implementar y diseñar
- El análisis no es sencillo pero si fácil de comprender
- Los resultados obtenidos concuerdan con los esperados
- Se hace necesario aumentar la complejidad del sistema
- Un aumento de la complejidad del sistema reporta un gran aumento de la precisión del mismo
- Es transparente al resto de subsistemas
- Puede que nos permita varios cientos de kilómetros de alcance con potencias relativamente bajas

### **3.6 Soluciones de implementación**

El apartado anterior hemos nombrado tanto los problemas como las soluciones que aporta este receptor al sistema, y hemos podido ver que el mayor inconveniente es la falta de precisión en las trayectorias que tengan ángulos respecto al receptor algo bajos. Así que decidimos considerar dos posibles soluciones, aumentar la complejidad o adaptar controlador y receptor a otro tipo de solución.

#### **3.6.1 Aumento de la complejidad del diseño**

Como hemos visto, si aumentamos la complejidad del sistema conseguiremos una mayor precisión del mismo, pero perderemos uno de los objetivos principales del proyecto, economía y sencillez.

Ya hemos visto que la mejora del error se consigue con un receptor que conste de varios pares de antenas situadas a diferentes distancias. Y aunque gracias al controlador implementado en la FPGA podamos seguir manteniendo una relativa sencillez, el uso de varios mezcladores debido a la colocación de los pares de antenas podría aumentar el presupuesto del sistema demasiado.

#### **3.6.2 Receptor “todo o nada”**

Como veremos en el capítulo cuatro, intentaremos mantener la opción de obtener una señal que nos proporcione la situación angular exacta del blanco, pero durante el desarrollo de

este siguiente capítulo podremos ver que finalmente es mucho más sencillo, desde el punto de vista del controlador, optar un receptor “todo o nada”.

Mediante este tipo de receptor disminuiríamos mucho la complejidad, y no tendríamos los inconvenientes de la precisión, así como la problemática añadida de deshacer las ambigüedades. De esta manera, sólo tendríamos que parametrizar y estudiar un subsistema receptor por nivel de señal, con sus correspondiente estudio estadístico del ruido, que están ampliamente desarrollados en la bibliografía sobre principios básicos del radar.

## **Capítulo 4. Subsistema de Control**



#### **4. Subsistema de control**

El subsistema de control será el encargado de determinar la variación del apuntamiento de la cabecera de radiofrecuencia en función de la señal recibida en el receptor. En el caso que finalmente se ha implementado veremos cómo dicha señal tendrá un comportamiento que se conoce como “todo o nada”, a pesar de que existen configuraciones más complejas para la interpretación de la señal recibida, antes y durante el diseño consideramos que con este tipo de configuración sería mucho más sencillo implementar el subsistema de control, manteniendo las expectativas del sistema.

En este capítulo veremos, entre otros aspectos, algunos de los inconvenientes que encontramos durante el proceso de diseño, especialmente a la hora de determinar el tipo de actuación que se debía realizar sobre el apuntamiento de la agrupación de antenas en función de la señal recibida, rebotada en el blanco. En el desarrollo del capítulo no se va a incluir el largo proceso de formulación de hipótesis de la unidad de control, puesto que sólo se considera de interés las conclusiones a las que finalmente se llegaron.

En el diseño no se ha tenido en cuenta las etapas de acondicionamiento de señal necesarias para las comunicaciones receptor- unidad de control y unidad de control-transmisor, para así permitir que el desarrollo del subsistema se centrara en el diseño del algoritmo de control necesario, dejando estas interfaces para posibles etapas posteriores de este proyecto.

Una de las dos etapas está encargada de proporcionar a la FPGA una señal digital a partir de la señal analógica de salida del detector, en este caso etapa de conversión A/D. La otra etapa se debe encargar de proporcionar las tensiones de polarización adecuadas a los desfases que vimos en el primer capítulo, a partir de las señales digitales que proporcionaría la FPGA.

Aunque no se haya tenido en cuenta en el proceso de diseño los parámetros de las señales entre los distintos módulos y la unidad de control, si se estimó oportuno realizar un pequeño estudio de la variación y comportamiento de algunos parámetros importantes, como podrían ser la frecuencia de muestreo, en función de la distancia y tamaño del blanco.

##### **4.1 Estudio de la distancia y la precisión**

En este apartado vamos a introducir algunos aspectos importantes del sistema teniendo en cuenta la distancia, entre otros parámetros. Como veremos se trata de un análisis muy simple, puesto que nuestro objetivo principal era conocer el comportamiento y variación de algunas señales, sin entrar en cuestiones que consideramos algo complejas y que nos harían perder de vista nuestro objetivo principal, que es determinar el algoritmo de control del sistema.

Para poder realizar este sencillo estudio utilizamos la herramienta de programación Matlab, desarrollando pequeños *scripts* que van incrementando su complejidad en algún aspecto respecto a los anteriores, de manera que nos permitieran observar y determinar los parámetros deseados. Es fácil imaginar que necesitábamos un modelado matemático sencillo de la situación del blanco, en función de la distancia al sistema y de su propio tamaño.

Las relaciones matemáticas con las que debíamos a trabajar se pueden extraer del siguiente esquema (Figura 51):

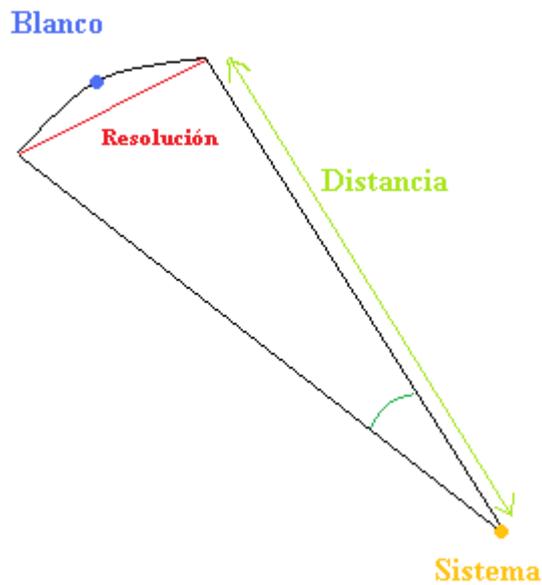


Figura 51. Esquema del problema estudiado

Como puede observarse, tenemos que tratar con relaciones trigonométricas sencillas que vamos a ver a continuación, pero también vamos a ver que en nuestro caso se podía simplificar las relaciones de la siguiente manera:

*Si aproximamos el arco por una recta:*

$$R = \sin(\alpha) \cdot D$$

*Si además aproximamos el seno del ángulo por su argumento:*

$$R = \alpha \cdot D$$

Otra relación importante que consideramos oportuna fue basar la resolución en radianes en el número de bits con los que vayan a trabajar los convertidores A/D ó D/A de la siguiente manera:

$$r(rad) = \frac{\pi}{2^{Bits}}$$

Una vez presentado el problema estudiado vamos a enumerar y definir los parámetros que hemos considerado que debemos estudiar:

- Tasa binaria: entenderemos por tasa binaria la velocidad a la que deben cambiar las palabras de codificación necesarias para cambiar el apuntamiento de la agrupación de antenas. Más adelante quedará más claro como dichas palabras codifican el apuntamiento de la agrupación.
- Distancia: ó alcance, cuando hagamos alusión a uno de estos dos términos nos estaremos refiriendo a los metros o kilómetros a los que se encuentre el blanco.
- Resolución en radianes: con este término haremos referencia a la variación angular mínima que puede producirse en la agrupación de antenas
- Resolución en metros: este último término será la distancia mínima de separación que podrá obtenerse entre dos apuntamientos distintos del diagrama de radiación, para un alcance fijo.

El primer código que escribimos nos permitía encontrar una estimación muy simple de la velocidad a la que deberían trabajar las interfaces y los diferentes módulos. Los resultados que obtuvimos pueden observarse a continuación (Figura 52a):

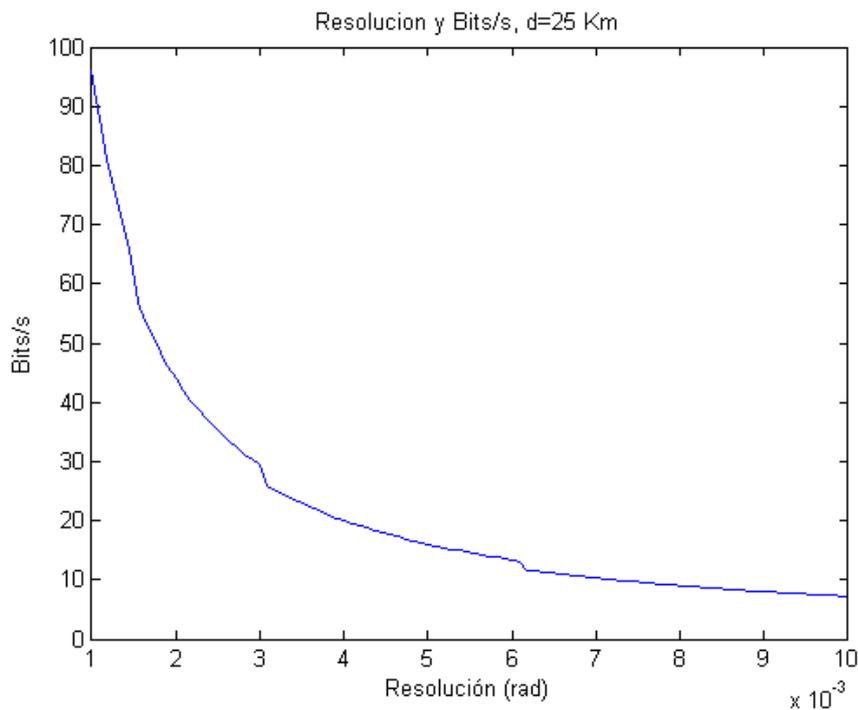


Figura 52a. Resolución en radianes y Bits/s. Matlab

Como puede verse, a una distancia constante la velocidad de trabajo disminuye exponencialmente con la resolución en radianes. De aquí podemos concluir que es necesario llegar a un compromiso entre la tasa binaria y la resolución en radianes a la que se pretenda trabajar. Aunque en la mayoría de casos, esta resolución en radianes quedará fijada por el número de bits de codificación de las tensiones de control del apuntamiento de la agrupación.

Por otro lado, es más interesante realizar una comparación entre la resolución y la tasa binaria, pero esta vez considerando la resolución en metros, lo que nos permitirá conocer el tamaño mínimo de los blancos que podríamos seguir.

Los resultados que obtuvimos teniendo en cuenta la resolución en metros fueron los siguientes (Figura 52b):

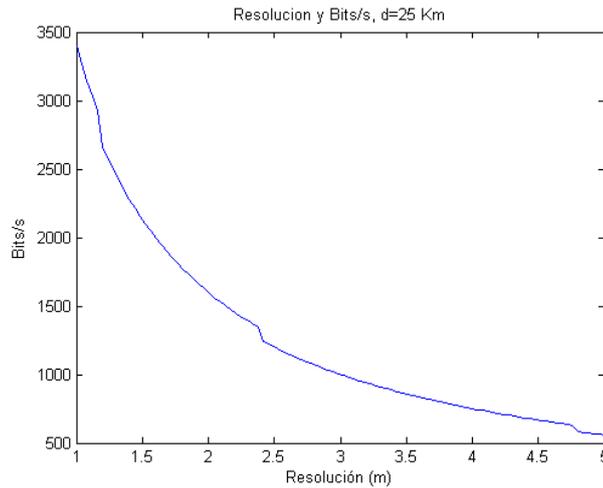


Figura 52b. Resolución en metros y Bits/s. Matlab

De nuevo puede apreciarse una relación en exponencial decreciente entre resolución y tasa binaria. Así vemos que se cumple la necesidad de llegar a un equilibrio entre el tamaño del blanco que se desea seguir y la velocidad de trabajo de los interfaces A/D y D/A. Como veremos más adelante existen una dependencia entre la resolución en metros y radianes para diferentes distancias.

El tercer *script* que programamos fue útil para poder ver la relación existente entre la resolución y la distancia al blanco, para una tasa binaria constante (Figura 53):

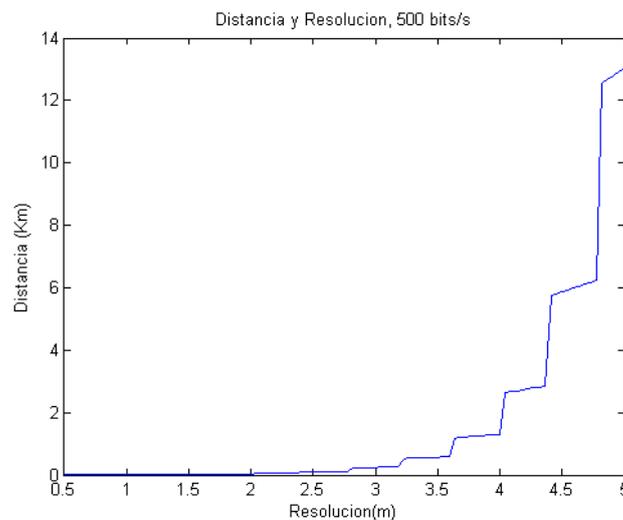


Figura 53. Resolución y distancia en metros y kilómetros. Matlab

En la imagen (Figura 53) podemos ver como se mantiene una relación exponencial a tramos, en la que se observar un aumento de la distancia a la que puede encontrarse el blanco para distintas resoluciones. De esta manera, vemos como según aumente el tamaño del blanco que pretendamos seguir, para una tasa binaria constante el alcance irá incrementándose.

Otro *script* nos permite ver como varía la distancia al blanco en función de la tasa binaria, fijando la resolución a 5 metros (Figura 54):

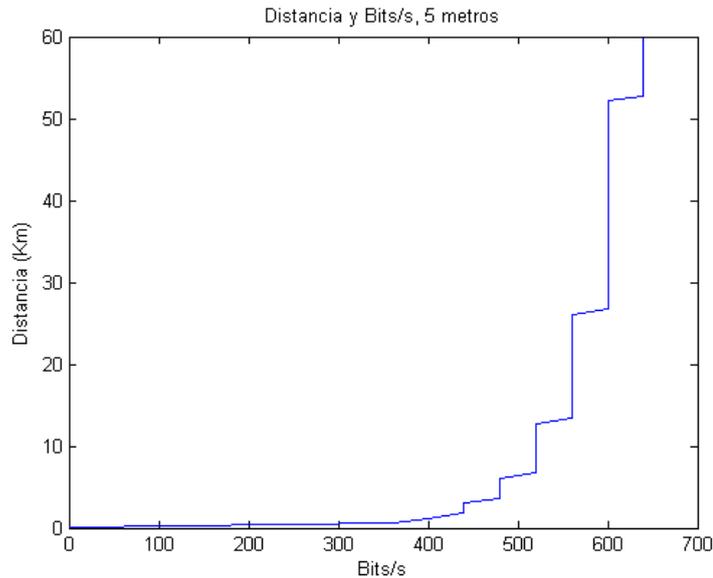


Figura 54. Bits/s y distancia en kilómetros. Matlab

Puede verse en los resultados (Figura 54) que al tratarse de una relación exponencial, es fácil alcanzar varias decenas de kilómetros con pequeños aumentos en la tasa binaria. Por ejemplo, para unos 600 bits/s conseguiríamos un alcance de aproximadamente 50 Km. Así podemos ver como con tasas binarias relativamente bajas podemos seguir blancos no muy grandes a distancias de varias decenas de kilómetros.

Por otro lado, por lo general los siguientes parámetros serán fijos:

- Tasa binaria
- Resolución en radianes

Así que generalmente las decisiones que deberemos tomar irán encaminadas a encontrar un equilibrio entre el tamaño del blanco y la distancia a la que se pueda llegar a encontrar éste del receptor.

Por último decidimos plantear un código con valores típicos de convertidores A/D y D/A basados en tecnología CMOS. Este quinto código nos permite observar la relación entre resolución y distancia para valores típicos de resolución con 16 bits y una latencia de 8 microsegundos.

La imagen que obtuvimos como resultado de este código se representa a continuación (Figura 55):

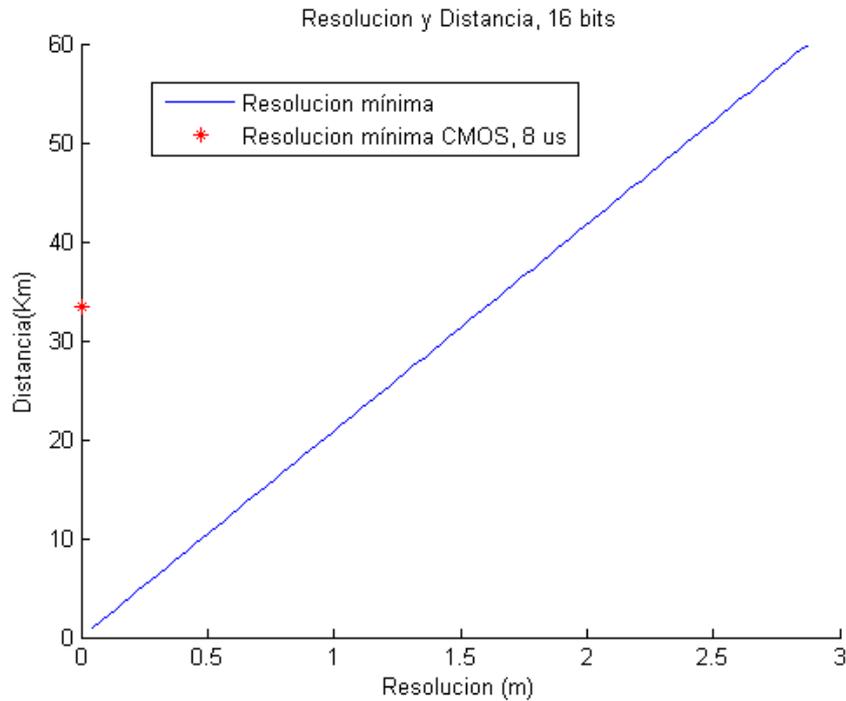


Figura 55. Resolución en metros y distancia en kilómetros. Matlab

En la figura 55 podemos ver una relación lineal entre resolución y distancia si consideramos 16 bits, por otro lado si introducimos la consideración de que tenemos un retardo de 8 microsegundos en la conversión, podemos trabajar con una resolución por debajo de medio metro a más de 30 kilómetros.

Por último, para hacernos una idea de las magnitudes de la frecuencia de muestreo que necesitaríamos programamos un sexto *script* que nos devolvía las siguientes imágenes (Figuras 56 y 57):

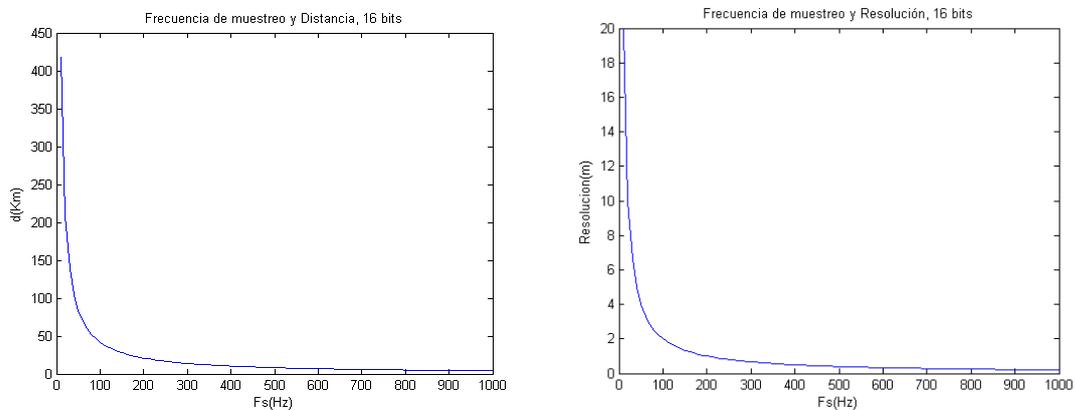


Figura 56. Distancia y resolución en función de la frecuencia de muestreo. Matlab

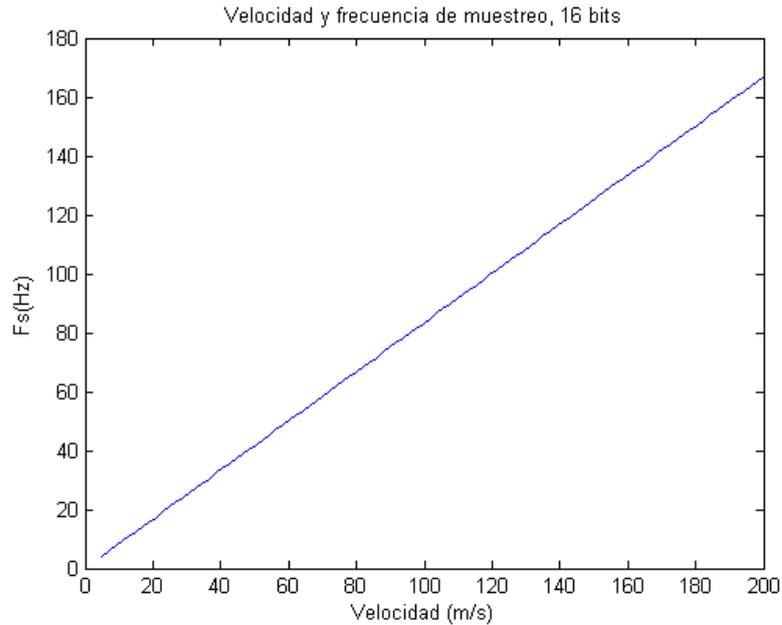


Figura 57. Velocidad del blanco y frecuencia de muestreo. Matlab

Vemos una relación lineal entre velocidad de desplazamiento del blanco y frecuencia de muestreo (Figura 57), así como una exponencial decreciente entre la distancia (Figura 56-1) y la resolución (Figura 56-2) frente al incremento de la frecuencia de muestreo.

En todos los casos hemos considerado que trabajamos con convertidores de 16 bits, y una frecuencia de muestreo máxima de 1 KHz.

La conclusión que podemos extraer de estas últimas simulaciones es que la frecuencia de muestreo se incrementa cuánto más cerca vaya a estar el blanco del receptor si queremos detectarlo correctamente. Una condición que tendremos que unir a la decisión del tamaño del blanco y el alcance deseado.

Tras finalizar este pequeño estudio también podemos comprobar cómo las magnitudes de los parámetros estudiados permitirían la implementación del sistema, que es uno de los objetivos principales del proyecto: diseñar un sistema realista.

## 4.2 Diseño

Como ya hemos dicho, vamos a centrarnos especialmente en el algoritmo de control del sistema, pero antes debemos determinar la arquitectura hardware encargada de realizar el procesamiento de las instrucciones que determinemos.

En un principio se pensó que mediante el uso de uno o dos microcontroladores se podría gestionar todo el subsistema de control, pero al realizar un dimensionado de manera aproximada, vimos que necesitaríamos unas 10-15 salidas digitales por lo que sería necesario el uso de unos cuatro microcontroladores PIC16F876, cuyo coste global es aproximadamente el de una FPGA Spartan-III XC3s400, cuyas prestaciones son mucho mayores.

Visto esto, decidimos utilizar dicha FPGA para implementar en la misma un microprocesador, en concreto un MicroBlaze, que podíamos programar en C, con todas las comodidades que ello supone. Así mismo, tenemos la ventaja de que podríamos utilizar hasta cuatro microprocesadores trabajando en paralelo entre otras ventajas, aunque esto decidimos dejarlo para etapas de desarrollo más avanzadas en caso de que este proyecto tenga continuidad.

Una vez que ya habíamos decidido el hardware que íbamos a utilizar, pasamos a una etapa de “pre-diseño” en la que nos dispusimos a encontrar el tipo de control que el sistema necesitaría. A continuación vamos a ver el primer control que pensamos que sería necesario, viendo que no sería el más adecuado, por lo que tuvimos que pasar a desarrollar un segundo algoritmo de control.

Por último veremos el proceso de implementación del algoritmo de control que finalmente se ha desarrollado, mediante el software Xilinx Platform Studio, el cual nos permite de forma sencilla y flexible la programación de la FPGA con el microprocesador implementado y el código C que da lugar a nuestro algoritmo.

#### **4.2.1 Pasos previos al desarrollo de un algoritmo de control**

Para el proceso de desarrollo del algoritmo decidimos usar Matlab, dada la flexibilidad y potencia de este software. Antes de comenzar con la explicación del desarrollo de los algoritmos vamos a introducir el funcionamiento de una función que nos permitiese determinar el comportamiento del controlador según distintos escenarios.

Con este fin se programó un código que permitía obtener diferentes trayectorias de un blanco desplazándose de izquierda a derecha. En primer lugar decidimos desarrollar el algoritmo en un sentido, para luego generalizar la función obtenida.

La función que desarrollamos nos permite observar la trayectoria que describe el blanco, así como la posición angular del mismo respecto de la posición del receptor. Pareció conveniente simplificar el sistema, y trabajar con la posición angular directamente y no con la señal proveniente del receptor que se pudo observar en el tercer capítulo, puesto que como también se vio en dicho capítulo la posición angular es proporcional a la señal que finalmente se obtenía a la salida del receptor.

También es cierto que en el algoritmo implementado finalmente se trabaja con un receptor en régimen “todo o nada”, como ya se dijo al principio de este cuarto capítulo. Como veremos más adelante la decisión de usar este receptor se tomó en función del tipo de control que se estimó que finalmente se debía realizar.

En las páginas siguientes vamos a observar diferentes tipos de trayectorias y sus posiciones angulares:

- i) Trayectoria rectilínea (Figura 58)
- ii) Trayectoria parabólica e hiperbólica (Figura 59)
- iii) Trayectoria polinómica de cuarto grado (Figura 60)

- Trayectoria rectilínea

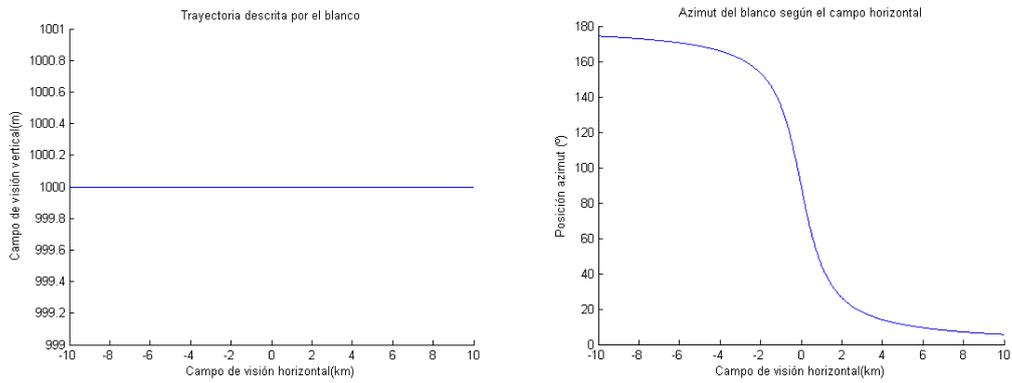


Figura 58. Trayectoria rectilínea y posición angular. Matlab

- Trayectoria parabólica

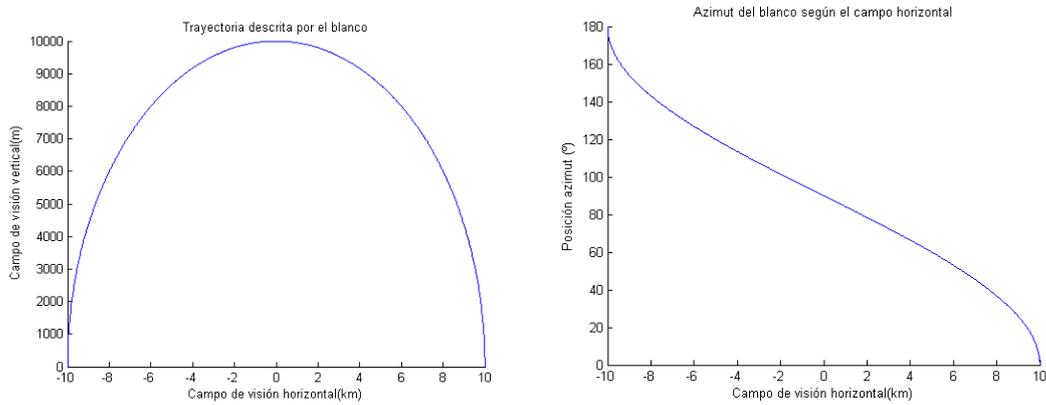


Figura 59. Trayectoria parabólica y posición angular. Matlab

- Trayectoria hiperbólica

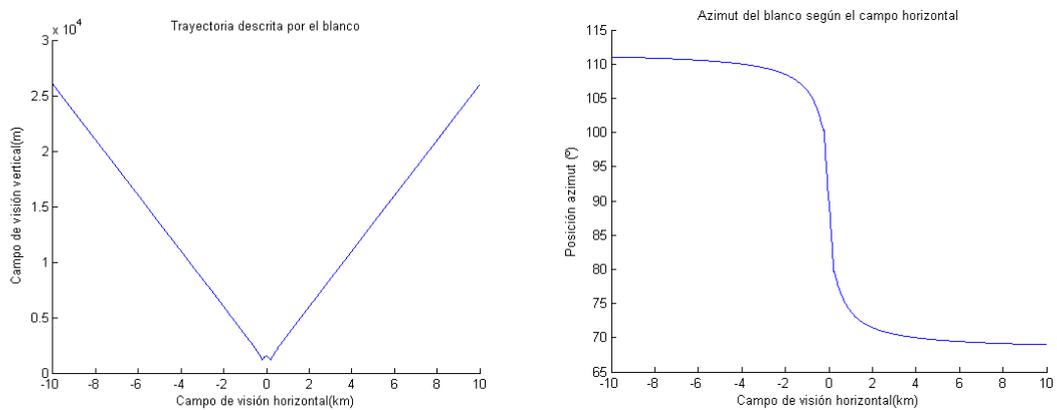


Figura 60. Trayectoria hiperbólica y posición angular. Matlab

- Trayectoria polinómica de cuarto grado

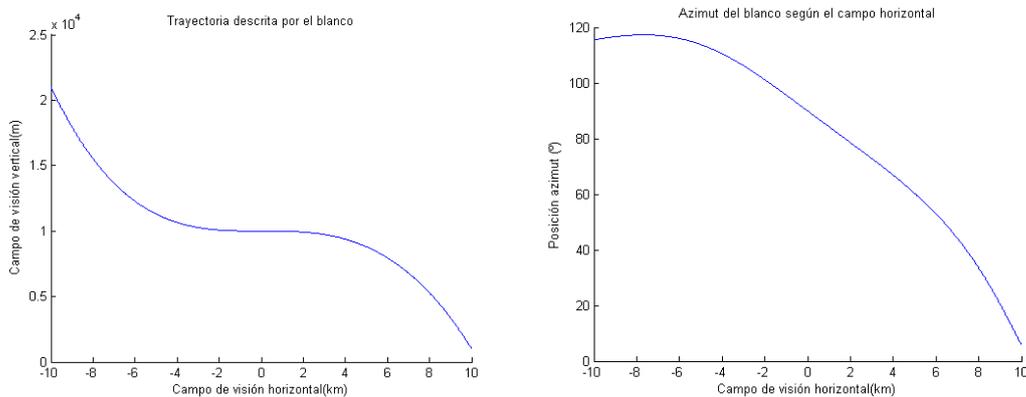


Figura 61. Trayectoria polinómica y posición angular. Matlab

Por otro lado desarrollamos algunas funciones que nos permitían dibujar el diagrama de radiación para cada salida del receptor. También usamos una función que nos permitía desarrollar el algoritmo de control de manera externa al *script* principal. Todas estas funciones y sus aplicaciones las podremos ver a continuación, durante el desarrollo de los algoritmos de control.

#### 4.2.2 Primer algoritmo de la unidad de control

En primer lugar se pensó que nos encontrábamos ante un ejemplo claro de control por PID, dado que consideramos la señal de salida del receptor, proporcional a la posición angular del blanco, como el *setpoint* del sistema y el error como la diferencia entre el *setpoint* y el apuntamiento del lóbulo principal de la agrupación de antenas.

Aquí podemos ver el código sencillo del que se componía la parte principal del controlador:

```
function bitsOUT=controlPID(p1,p2,bitsIN,respuesta,error_ant,error)

%Factor proporcional
%si kp pequeña --> sobreoscilación pequeña
%kp=0.453;%sin kp y sin ki
kp=0.226;%con kp y sin ki
fp=kp*error;

%Factor derivativo (velocidad -->desestabiliza --> aumenta %sobreoscilación)
%kd=0.259; con kp y sin ki
kd=0.1;%con kp y con ki
de=error-error_ant;
fd=kd*de;
```

```

%Factor integral
%"afina" la convergencia final
ie=error+error_ant;
ki=0.0;
fi=ki*ie;

inc=fp+fd+fi;
d=bin2dec(bitsIN);

%%Caso1: p1<0&p2<0
if p1<0&p2<0
    if p1<p2
        d=d-inc;
    elseif p1>p2
        d=d+inc;
    elseif p1==p2
        d=d;
    end
%%Caso2: p1<0&p2>0
elseif p1<0&p2>0
    d=d-inc;
%%Caso3: p1>0&p2>0
elseif p1>0&p2>0
    if p1<p2
        d=d-inc;
    elseif p1>p2
        d=d+inc;
    elseif p1==p2
        d=d;
    end
end
if d<0 d=0; end
bitsOUT=dec2bin(d);

```

Esta función nos permitía obtener el valor binario del apuntamiento que se debía realizar. Puede verse como las primeras líneas que modelan el comportamiento de un controlador PID, realizando una aproximación para la componente derivativa y para la integral, como la resta y suma del error actual con el error anterior respectivamente. Tras estas líneas de código se puede ver una segunda parte en la que se realiza una decisión que nos permite generalizar el controlador para blancos que se muevan tanto de izquierda a derecha como de derecha a izquierda.

Como es conocido el proceso de ajuste de controladores PID no sigue ningunas reglas específicas, aunque sí se pueden seguir algunos consejos básicos muy generales:

- En primer lugar ajustar la componente proporcional
- En segundo lugar ajustar la componente derivativa, intentando mejorar la velocidad de convergencia
- En tercer lugar ajustar la componente integral, intentando mejorar el error de la convergencia

A estos tres consejos básicos habría que añadir que según los parámetros de interés que se quieran para el tipo de aplicación, se deberá ir teniendo cuidado en cada etapa para no empeorarlos. Por ejemplo, en nuestro caso nos interesa que la sobreoscilación no se incremente, para no alejarnos mucho del blanco, sin embargo necesitamos que el control sea suficientemente rápido, por ello deberemos llegar a un compromiso entre velocidad de convergencia y sobreoscilación.

Siguiendo estas líneas básicas iniciamos el ajuste del controlador comenzando por la componente proporcional, buscando reducir en lo posible la sobreoscilación, la media del error y su desviación típica. Lo siguiente fue ajustar la componente derivativa, procediendo de manera similar hasta obtener una mejora en la velocidad de convergencia de modo que se mantuviera aproximadamente la sobreoscilación conseguida con únicamente la componente proporcional, disminuyendo la media del error y su desviación típica. Por último repetimos el proceso con la componente integral.

Algunos resultados que obtuvimos para un blanco que se desplazara siguiendo una trayectoria rectilínea de izquierda a derecha puede verse a continuación:

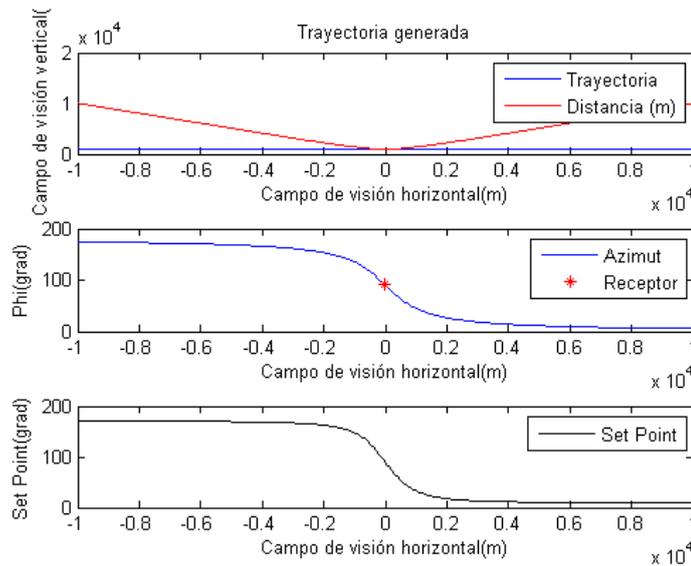


Figura 62. Trayectoria, posición angular y *SetPoint*. Matlab

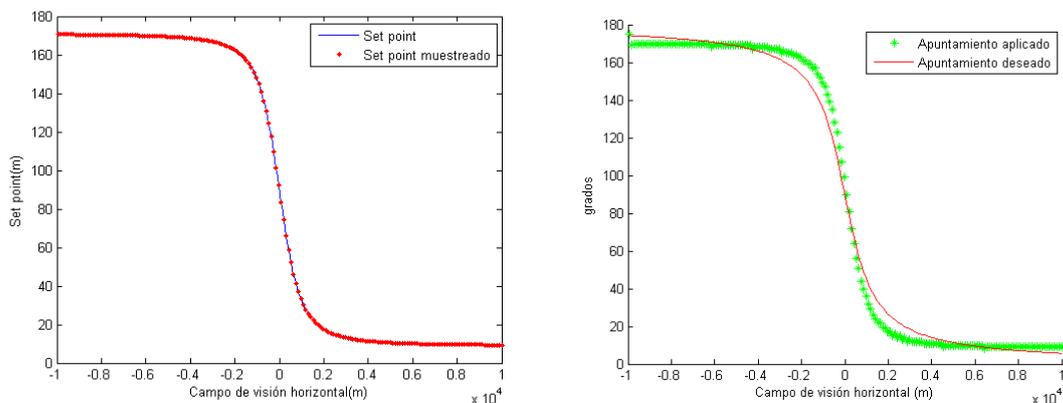


Figura 63. *SetPoint* muestreado y seguimiento de dicho *SetPoint*. Matlab

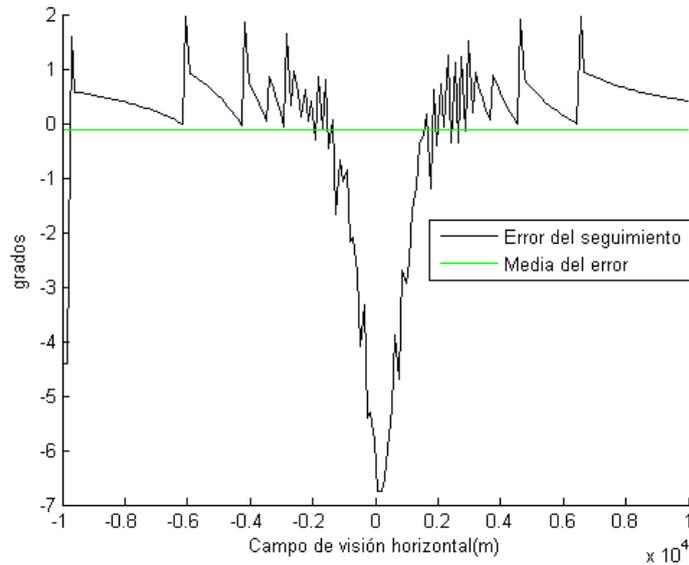


Figura 64. Error en el seguimiento del *SetPoint*. Matlab

Puede apreciarse como existe un error bastante grande hacia la mitad del proceso de seguimiento (Figuras 63 y 64), para solucionarlo intentamos aplicar una estrategia bastante común en este tipo de controladores que consiste en realizar varias actuaciones por muestra. Obtuvimos este resultado con diez actuaciones (Figura 65):

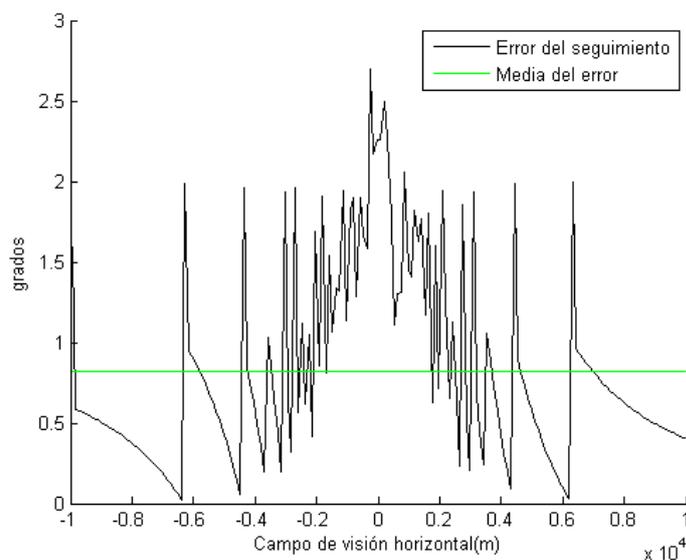


Figura 65. Trayectoria rectilínea y posición angular. Matlab

Vemos como hemos mejorado bastante el seguimiento (Figura 65), pero tras realizar sucesivas simulaciones vimos que el comportamiento del sistema no era todo lo parecido que debería al esperado. Entonces se descubrió que para obtener el *setpoint* era necesario que el lóbulo principal de la agrupación hubiera y estuviera apuntando al blanco constantemente.

Lo siguiente que se pensó era en realizar una serie de barridos para obtener los primeros puntos del *setpoint*, pero aunque si consiguiéramos comenzar a realizar el seguimiento sería

muy sencillo un “desenganchado”, puesto que cualquier variación no monótona del blanco haría que tuviésemos que reiniciar el proceso de seguimiento, lo que implicaría una alta probabilidad de pérdida del mismo y de todo el proceso de control ya iniciado.

También se vio que la idea de trabajar con la señal ideal de salida del receptor tenía algunos inconvenientes importantes, como por ejemplo una variación muy pronunciada en la dirección vertical del blanco proporcionaría salidas iguales para posiciones distintas, y no estábamos en condiciones de predecir de manera exacta como se iba a comportar el controlador ante estas variaciones a pesar de la pequeña decisión que se incluye en el mismo.

Finalmente, a pesar de considerar que este algoritmo no solucionaba el proceso de control, nos resultó especialmente útil para conocer mucho mejor el funcionamiento de todo el sistema, y especialmente el comportamiento que debería tener nuestro controlador.

### 4.2.3 Segundo algoritmo de la unidad de control

Tras el intento fallido del anterior algoritmo, pudimos observar que lo que necesitábamos era realizar el seguimiento del blanco en función de si este se encontraba en el ancho a 3 dB del lóbulo principal de la agrupación de antenas. De esta manera, determinamos que lo que debía hacerse era realizar sucesivos barridos, como por ejemplo un Radar de aeropuerto, pero en lugar de mantener constante el giro del diagrama de radiación, actuar sobre él en función de una detección “todo o nada”.

Una vez que consideramos que la idea era suficientemente robusta decidimos pasar a su modelado con Matlab. Gracias al trabajo desarrollado en el algoritmo anterior pudimos obtener un *script* de manera sencilla y clara, que nos permitió observar el correcto comportamiento del algoritmo. A continuación (Figura 66) pueden observarse el número de actuaciones que debían realizarse tras cada muestra recibida del receptor, para considerar que habíamos localizado correctamente el blanco:



Figura 66. Apuntamientos por muestra de la trayectoria. Matlab

Entre otras características y mejoras, tras estas primeras simulaciones (Figura 66) en las que comprobamos la bondad del algoritmo, añadimos un aprendizaje simple pero efectivo que nos permitía disminuir el número de barridos necesarios para alcanzar el blanco (Figuras 67 a 70). Con este primer aprendizaje consideramos que estábamos sentando las bases para un posible algoritmo más sensible, el cual permitiera predecir de un modo mucho más exacto el comportamiento del blanco, incluso barajamos la idea de que se podría incluir en una versión más avanzada una base de datos con distintas trayectorias.

En la siguiente simulación puede observarse el resultado de añadir la variable de aprendizaje y mejoras en el código, dónde vamos a comparar el número de barridos y el error en el apuntamiento para una trayectoria parabólica (Figuras 67 y 68):

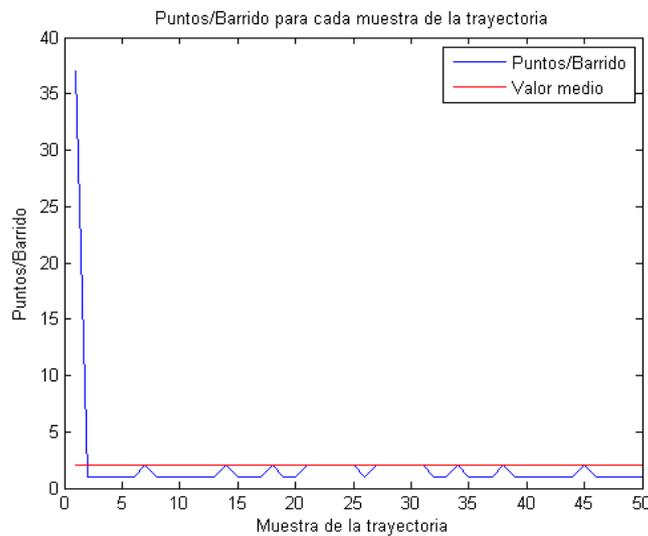


Figura 67. Trayectoria parabólica y número de apuntamientos por muestra. Matlab

Media = 2.0400

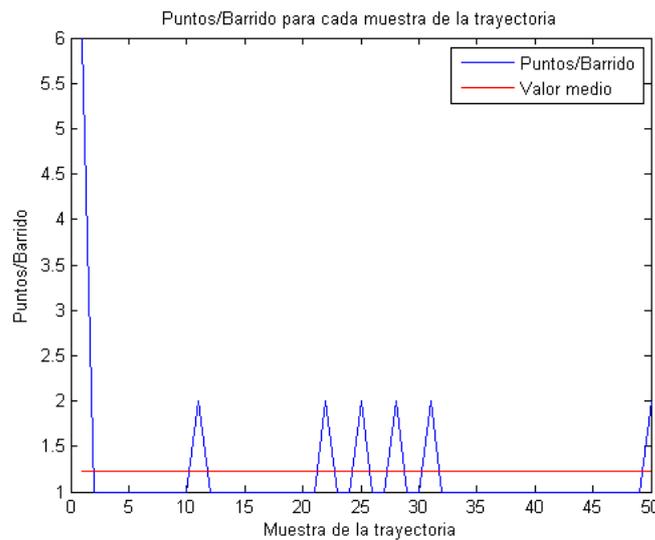


Figura 68. Trayectoria parabólica y número de apuntamientos por muestra con aprendizaje en el controlador. Matlab

Media = 1.22

En el caso de la trayectoria polinómica de cuarto grado obtuvimos los siguientes resultados (Figura 69 y 70):

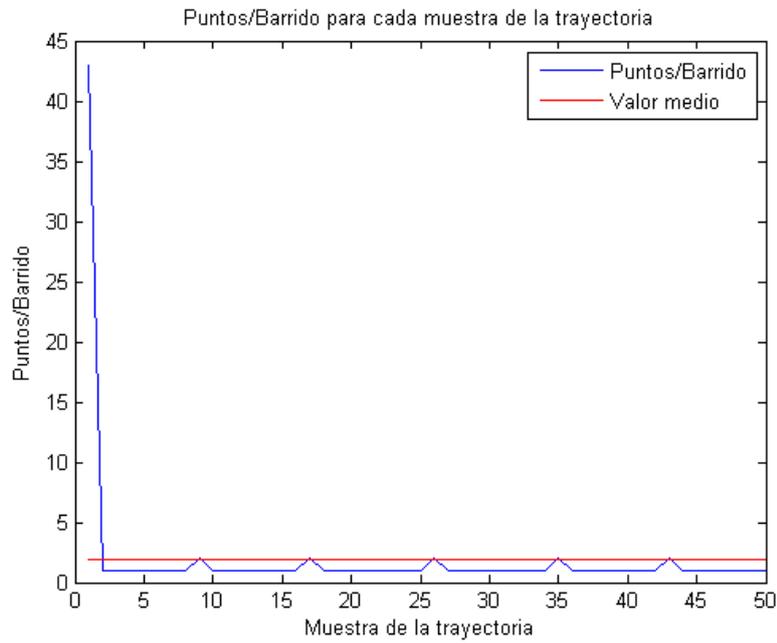


Figura 69. Trayectoria polinómica y número de apuntamientos por muestra. Matlab

Media = 1.94

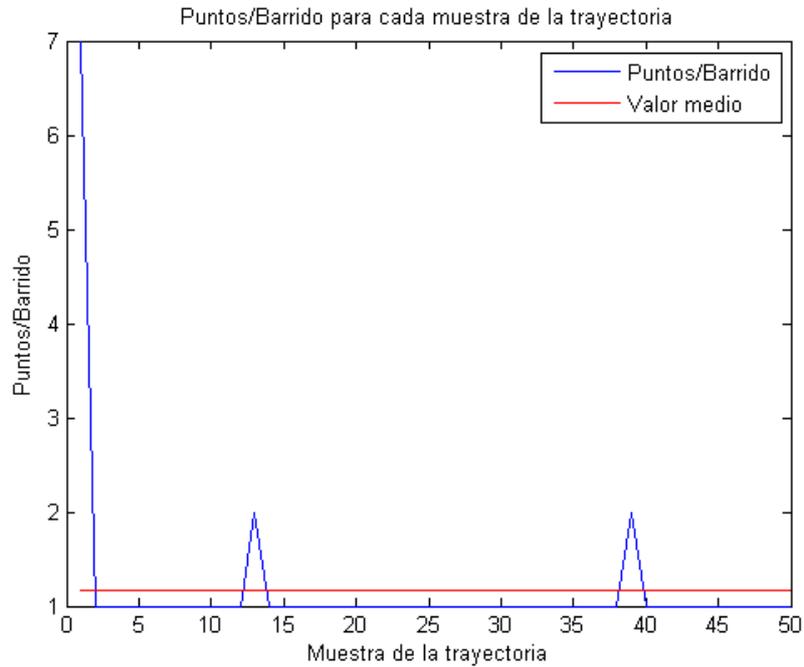


Figura 70. Trayectoria polinómica y número de apuntamientos por muestra con aprendizaje en el controlador. Matlab

Media = 1.16

Se puede observar como el número medio de barridos necesarios disminuye considerablemente, más de un 40% en ambos casos (Figuras 68 y 70), si tenemos en cuenta que sólo consideramos cincuenta muestras de la trayectoria son resultados bastante buenos.

Aunque ya se ha comentado anteriormente, queremos recordar que aunque el apuntamiento sea erróneo no quiere decir que no estemos realizando el seguimiento del blanco, puesto que hemos considerado que el receptor avisará de la presencia del blanco siempre y cuando éste se encuentre dentro del ancho a 3 dB del lóbulo principal del diagrama de radiación de la agrupación de antenas.

Así, tras comprobar el correcto funcionamiento de nuestro algoritmo decidimos pasar a la fase de implementación en la FPGA antes de generalizar la función, puesto que consideramos prioritario comprobar que la aplicación iba a comportarse como esperábamos en el MicroBlaze implementado en la FPGA. De esta manera, decidimos dejar la generalización del algoritmo para una posible continuación de este proyecto.

### 4.3 Implementación

Como hemos visto, tras las simulaciones del segundo algoritmo del apartado anterior ya teníamos gran parte del proceso de implementación adelantado, puesto que existe algún parecido entre Matlab y C. Aunque aún restaría por hacer la ejecución del tutorial del software Xilinx Platform Studio, para preparar la programación de la FPGA con el microprocesador y el programa con nuestro algoritmo cargado.

Una vez que depuramos el protocolo de comunicación entre Matlab y la FPGA mediante RS-232, basándonos en el código desarrollado para una aplicación de fonocardiografía [11], realizamos el paso de Matlab a C y el acondicionamiento del *script* de Matlab original del desarrollo del algoritmo, para incluir la comunicación con la FPGA y el procesado de la información en la misma.

Finalmente las líneas principales del *script* de Matlab modificado quedaron de la siguiente manera:

```
%-----  
%Barrido en azimuth y detección  
%-----  
v_rx(1,2)=apuntamiento;  
fopen(s2);  
while(j<n+1)           %Este bucle simula cada barrido que realiza el TX  
v_rx(1,1)=1;  
    while v_rx(1,1)==1 %Este bucle simula cada punto de cada barrido  
        % del TX  
        %-----  
        %MODELADO DEL DETECTOR (tipo "todo-nada")  
        %-----  
        if azimuthB(j)<v_rx(1,2)+a3dB&azimuthB(j)>v_rx(1,2)-a3dB  
            flag=1.0;           %HAY BLANCO
```

[11]" Monitorización remota del fonocardiograma mediante un sistema de interpretación inteligente de su señal", TIC 2003-09400-C04-02

```

else
    flag=0.0;                %NO HAY BLANCO
end
%-----

v_tx=[j flag];
V_tx=ieee322byte(v_tx);

    write_serie(serie_str,V_tx);

    %-----
    %uBlaze
    %-----

    V_rx=read_serie (serie_str);

v_rx= byte2ieee32(V_rx);

%-----
%MODELADO DE LECTURA EN MEMORIA ROM
%-----

alfa=-k*d*cos(v_rx(1,2)*3.1415/180);

%-----

%-----
%REPRESENTACIÓN GRÁFICA
%-----

[FA,th]=diagrama(N,A,lambda,d,alfa);
figure(3)
polar(th,FA)
hold on
polar(v_rx(1,2)*pi/180,0.707,'g*')
polar(azimutB(j)*pi/180,0.707,'ro')
legend('Diagrama de radiación','Apuntamiento actual','Ubicación
del blanco',4)
hold off

%-----

end
j=j+1;
end
fclose(s2);

```

Como puede apreciarse antes de la indicación del final del algoritmo que se ejecuta por parte de MicroBlaze, existe una línea en la que se realiza el cálculo de la fase progresiva que se debe aplicar a la cabecera del transmisor. En la introducción ya comentamos, que en la aplicación real no sería necesario realizar este cálculo, sino que leería de una memoria ROM/RAM las palabras con la codificación correcta para aplicar la tensión adecuada en cada desfaseador a través de un convertidor D/A.

El método *main* que se ejecuta en MicroBlaze es el siguiente:

```
int main (void) {
    float a3dB=11.0;
    float j=1.0;
    float t=0.0;
    float flag=1.0;
    float delta=2.0;
    float apuntamiento=179.5;
    int m=1;
    int actualizacionDelta=1;
    rxtmp8=&rxtmp32[0]; /* Se fuerza al que el puntero recepcion de bytes apunte a la misma
                        /*posicion que el puntero de 32 bits */
    txtmp8=&txtmp32[0]; /* Se fuerza al que el puntero transmision de bytes apunte a la misma
                        /*posicion que el puntero de 32 bits */
    DDRMat32Out; DDRMat32;
    Recepcion_inicial();
    while (1){
        Fin_recepcion=0;
        Recepcion_main();
        j=DDRMat32[0];
        flag=DDRMat32[1];
        if (flag>0)      //Si detecto el blanco
        {
            actualizacionDelta=(m+1);      //Actualizo la variable de aprendizaje
            m=1;                            //Reinicio el iterador de bucle
            t=0.0;                          //Acabo el bucle
        }
        else //Si no detecto el blanco
        {
```

```

        if (j==1&m==1)delta=-a3dB;
        if (j>1&m==1)delta=-a3dB*actualizacionDelta/2;
        apuntamiento=apuntamiento+delta;
        if (apuntamiento<1.0)    //Si he perdido el blanco
        {
            apuntamiento=179.5;
            delta=-a3dB;
            m=1;
            t=0.0;    //Reinicio el bucle y todas sus variables
        }
        else    //Si estoy en seguimiento
        {
            m=m+1;
            t=1.0;    //Continuo en el bucle
        }
    }
    DDRMat32Out[0]=t;
    DDRMat32Out[1]=apuntamiento;
    // Transmite datos almacenados en memoria por el puerto serie
    for (i=0;i<numDat32rx;i=i+1)
    {
        *(txtmp32)=DDRMat32Out[i];
        XUartLite_SendByte (XPAR_RS232_BASEADDR,txtmp8[0]);
        /*Trasmite el primer byte del dato almacenado */
        XUartLite_SendByte (XPAR_RS232_BASEADDR,txtmp8[1]);
        XUartLite_SendByte (XPAR_RS232_BASEADDR,txtmp8[2]);
        XUartLite_SendByte (XPAR_RS232_BASEADDR,txtmp8[3]);
        /* Trasmite el ultimo byte del dato almacenado */
    }
};
return 0;}

```

Así podemos ver, como tras cada evaluación en el detector modelado idealmente se transmite hacia la FPGA si se ha detectado blanco o no junto a un parámetro necesario para la ejecución coherente del código respecto al *script*. Lo siguiente que hacemos es esperar a que nos llegue la información que esperamos a través del puerto serie, siendo los parámetros recibidos el apuntamiento y una condición de finalización de bucle. De esta manera, para cada dato del receptor obtenemos la actuación que se ha de realizar sobre los desfasadores.

Aunque ya hemos hecho alusión conviene recordar que trabajamos con el valor del apuntamiento directamente, y obtenemos su equivalente en fase progresiva para enviar a los desfasadores, en este caso se utiliza una función que modela este comportamiento de manera ideal. La solución que nosotros proponemos para la implementación de las interfaces entre subsistemas sería utilizar una memoria embebida en la FPGA en la que se almacenarían las palabras correspondientes a cada apuntamiento en una memoria RAM/ROM, de manera que aplicaríamos la palabra adecuada a los conversores D/A, y así dichos conversores proporcionarían las tensiones adecuadas para la polarización de los diodos varactores de los desfasadores.

Una vez realizada la implementación sobre la FPGA pudimos comprobar cómo efectivamente el proceso de seguimiento se realizaba a la perfección para los cuatro tipos de trayectorias de las que se disponía.

#### **4.4 Análisis de resultados**

En el primer apartado hemos observado como existe una fuerte dependencia entre frecuencia de muestreo de las señales que circularán por las interfaces A/D y D/A, tasa binaria y distancia al blanco. Por lo que deberían elegirse teniendo en cuenta todos estos parámetros los conversores A/D y D/A, además de la complicación añadida de las tensiones que van a requerir los diodos varactores de los desfasadores.

Hemos demostrado que el algoritmo que finalmente se ha desarrollado es capaz de funcionar, pero tenemos algunas deficiencias importantes como:

- La comunicación se realiza mediante el protocolo de baja velocidad RS-232
- No hemos incluido las codificaciones necesarias para las palabras de salida adecuadas a las tensiones de polarización del transmisor
- No lo hemos generalizado, sino que únicamente funciona con blancos que se desplazan de izquierda a derecha

Por otro lado, tiene las siguientes ventajas:

- Es sencillo, consta de un número pequeño de instrucciones y es fácil de entender. Además se incluye una introducción a un proceso de aprendizaje que mejora el ajuste del seguimiento
- Permite una fácil reconfiguración del sistema si se detecta cualquier funcionamiento anómalo o se quiere realizar alguna mejora

- Se puede ampliar y mejorar su funcionamiento ejecutando varias tareas en paralelo, con varios microprocesadores implementados en la misma placa

## **Capítulo 5. Conclusiones**



## **5. Conclusiones**

Este último capítulo vamos a dedicarlo a realizar un pequeño resumen de las conclusiones que hemos podido extraer de cada una de las partes de las que ha constado este proyecto. Haremos un pequeño resumen de los aspectos que creemos que más se han de valorar dentro del desarrollo del proyecto, y también añadiremos un pequeño apartado dónde haremos balance sobre aquello que este proyecto ha aportado.

### **5.1 Subsistema transmisor**

El subsistema transmisor ha sido probablemente la parte del proyecto que más tiempo de diseño e implementación ha llevado. Sin embargo, se ha trabajado con algunas técnicas muy interesantes dentro de la implementación de circuitos de microondas. Así mismo, se ha tenido la oportunidad de avanzar considerablemente en los conocimientos básicos que se adquieren durante la carrera en el campo de las Microondas.

La nota negativa dentro de esta parte del proyecto se la llevaría el diseño de los desfases, que hemos podido comprobar cómo se iba complicando paulatinamente, llegando a comprometer seriamente la viabilidad del sistema, aunque finalmente se han propuesto soluciones.

### **5.2 Subsistema receptor**

Aunque este sistema no haya llegado a implementarse, si hemos podido aprender y reforzar muchos conocimientos durante su diseño. Hay que destacar la profundización en los sistemas de *tracking* usados en las técnicas radar, y en concreto para el utilizado en este sistema.

Se consiguió realizar un estudio del receptor que nos permitiera conocer de manera suficiente el funcionamiento que debería tener el mismo, en función de las demás partes del sistema.

### **5.3 Subsistema de control**

El subsistema de control es la otra parte del proyecto que más esfuerzo ha requerido, puesto que no se trataba únicamente de diseñar un controlador sino de implementarlo y hacerlo funcionar. Gracias a que nos equivocamos en la estimación del primer control que se debía realizar se ha tenido la oportunidad de conocer algunas características básicas de los controladores PID.

También se ha tenido la oportunidad de reforzar algunos conocimientos básicos de programación en C, incluyendo aspectos tan importantes como las comunicaciones por puerto serie, RS-232, para la implementación de un protocolo de comunicaciones entre una FPGA y Matlab.

Así mismo, se han podido mejorar algunos conocimientos sobre FPGA, teniendo la oportunidad de aprender a manejar las herramientas necesarias para desarrollar sistemas complejos que necesiten del trabajo con microprocesadores junto a la flexibilidad y velocidad de las FPGA.

#### 5.4 Objetivos del proyecto y su consecución

Para este apartado vamos a recordar los objetivos que se fijaron al inicio del proyecto:

- Conseguir una implementación sencilla y de bajo coste
- Desarrollar un sistema con opciones reales de funcionamiento
- Elaborar el diseño siempre desde una perspectiva con aplicaciones docentes

Como podemos ver, al final hemos conseguido que la implementación del sistema no se haya complicado demasiado, aunque sí es cierto que hemos encontrado algunos inconvenientes que requieren de un aumento de la complejidad de algunos subsistemas mayores de las que se esperaban inicialmente.

En cuanto al segundo objetivo, a pesar de atravesar etapas de diseño en las que el sistema se encontró realmente comprometido, se han propuesto soluciones reales a los problemas encontrados, no pudiendo encontrarse motivos para que el sistema no pueda llegar a implementarse.

El tercer objetivo nos ha permitido trabajar con un nivel de exigencia menor dentro de la parte de RF, dado que las técnicas de las que se disponen, siendo adecuadas tampoco son de las mejores disponibles dentro de su ámbito. En una visión más general del proyecto, este objetivo también nos ha permitido detenernos durante el proceso de diseño en algunos aspectos que en otros entornos tendrían menor importancia, para analizar y comprender la mayor parte de los resultados obtenidos durante el proceso de diseño e implementación.

#### 5.5 Perspectivas futuras

A lo largo de esta memoria se ha comentado en alguna ocasión la posibilidad de continuar diseños que no han quedado con todos los detalles, o a falta de una implementación completa. Esta podría ser una posible línea futura del proyecto, finalizar e implementar todas las partes del sistema estudiadas, pero como perspectivas de futuro consideramos más importante las siguientes ideas:

- Diseñar e implementar diferentes tipos de *tracking* y comparar las diferentes características de cada uno
- Añadir etapas de post-procesado de señal, para tratar predecir comportamientos del blanco en seguimiento
- Estudiar la posibilidad de programar el sistema para intentar alejar físicamente transmisor y receptor, con las múltiples ventajas que esto podría suponer

- Ampliar el sistema para un seguimiento no sólo en horizontal, sino también en vertical

Estas propuestas son sólo algunas ideas que hemos encontrado interesantes como consecuencia del trabajo realizado, pero al tratarse de un sistema tan abierto, con tantas variables y que cubre múltiples disciplinas es seguro que durante la eventual continuación del trabajo realizado, o en el desarrollo de alguna de las ideas futuras propuestas, aparecerán nuevos problemas e inconvenientes.

## 5.6 Objetivos personales

Durante el trabajo realizado en este proyecto no sólo se ha tenido la oportunidad de profundizar en algunos conocimientos básicos adquiridos durante la carrera. Por ello se quiere resaltar que al tratarse de un trabajo multidisciplinar se ha tenido la oportunidad de hacer converger tres campos muy importantes de la carrera como son Electrónica de Comunicaciones, Microondas y Electrónica Digital.

Dentro de la Electrónica de Comunicaciones se ha tenido la oportunidad de estudiar con detalle algunos de los conocimientos adquiridos sobre el funcionamiento y diseño de los *phased-array*, entrado al detalle en muchos aspectos.

En el campo de las Microondas hemos podido pasar de la teoría a la práctica, y trabajar sobre circuitos reales, que en muchas ocasiones es un aspecto que se echa en falta durante el periodo docente de la Ingeniería de Telecomunicación, de tal manera que hemos podido llevar a cabo el proceso completo para la realización de circuitos de microondas: diseño teórico, optimización software, fabricación, medidas, ajuste final.

En tercer lugar, dentro de la Electrónica Digital hemos podido implementar un sistema medianamente complejo con una función específica destinado a una aplicación real, mientras que la mayoría de los conocimientos previos que se tenían eran todos adquiridos a partir de sistemas simples para aplicaciones sencillas y que en muchas ocasiones no tenían una aplicación realista.

En definitiva, con este proyecto se ha podido conocer algunas complicaciones que surgen al pasar de la teoría a la práctica, con la satisfacción personal de haber realizado un trabajo que ha aunado múltiples disciplinas de la Ingeniería de Telecomunicación.



## **Capítulo 6. Bibliografía y Referencias**



## 6. Bibliografía y Referencias

- [1] Peyton Z. Peebles, Radar Principles, ed. John Wiley & Sons, Inc.
- [2] “Técnicas avanzadas de diseño de antenas y equipos RF para comunicaciones por satélite”, David Cañete Rebenaque, Doctorado TIC-UPCT
- [3] “Mejora en el diseño de un amplificador de bajo ruido en la banda de 1420 MHz para aplicaciones de radioastronomía”, Anna Kamasheva, PFC, Diciembre 2006, UPCT
- [4] Advanced Engineering Electromagnetics, Dr. Constantine A. Balanis, 1989, ed. John Wiley & Sons, Inc.
- [5] “Técnicas avanzadas de diseño de antenas y equipos RF para comunicaciones por satélite”, Francisco Javier Pérez Soler, Doctorado TIC-UPCT
- [6] Phase Shifter Tutorial, *RF, RFIC & Microwave Theory*.
- [7] Desfasador de líneas conmutadas, Amicom.
- [8] “Problemas resueltos de Transmisión por Soporte Físico”, Dr. J.L. Gómez Tornero y A. Álvarez Melcón, UPCT
- [9] *Phase-Shifters*, GT-Microwave
- [10] Radar Interferometry: Data Interpretation and Error Analysis, R.F. Hanssen, ed. Springer
- [11] “Monitorización remota del fonocardiograma mediante un sistema de interpretación inteligente de su señal”, TIC 2003-09400-C04-02