

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

**Estudio, generación y control de las señales de
radiofrecuencia de un radar de FM conmutado**

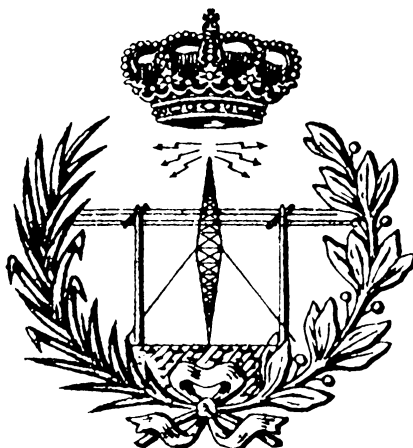
**Titulación: Grado en Ingeniería en Tecnologías
de la Telecomunicación**

Autor: Alejandro Fernández Estévez

Tutor: D. B. Pablo Dorta Naranjo

Fecha: Junio de 2015

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

**Estudio, generación y control de las señales de
radiofrecuencia de un radar de FM conmutado**

HOJA DE FIRMAS

Alumno/a

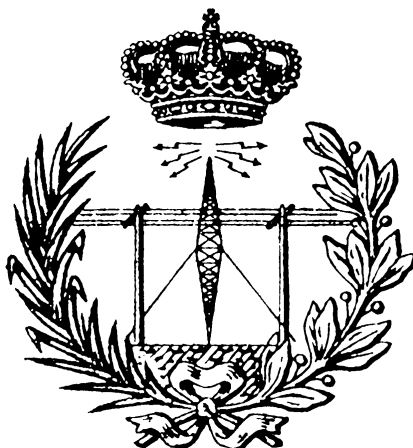
Fdo.:

Tutor/a

Fdo.:

Fecha: Junio de 2015

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

**Estudio, generación y control de las señales de
radiofrecuencia de un radar de FM conmutado**

HOJA DE EVALUACIÓN

Calificación: _____

Presidente

Fdo.:

Vocal

Fdo.:

Secretario/a

Fdo.:

Fecha: Junio de 2015

ÍNDICE DE CONTENIDO

1. El Radar FMICW.....	7
1.1. Radares de Onda Continua y Pulsados.....	7
1.2. El Radar FM Conmutado	11
1.2.1. Método de Filtrado.....	15
1.2.2. Método de Staggering	16
2. Sistemas de Generación de Señal en RF	19
2.1. Sistemas en Lazo Abierto	20
2.2. Sistemas Basados en PLL.....	22
2.2.1. PLL con Divisor Programable.....	23
2.2.2. PLL con DDS de Referencia	24
2.3. Ventajas e Inconvenientes. Veredicto Final.....	25
3. Sistemas Comerciales de Generación Basados en PLL	25
3.1. PLL con Divisor Fraccional	26
3.2. PLL con DDS.....	43
4. Sistemas de Conmutación de Señales en RF	51
5. Puesta a Punto de un Conmutador Comercial	53
5.1. Desarrollo del Driver de Conmutación.....	54
5.2. Caracterización Experimental del Conmutador	63
6. Sistema de Control y Procesado de la Señal de FI.....	72
7. Conclusiones	88
7.1. Aplicaciones Posibles.....	88
8. Propuesta de Mejoras del Sistema	89
8.1. Utilización de un Sistema Empotrado para la Implementación	89
8.1.1 Generación del Trigger del PLL con Divisor Fraccional	90
8.1.2. Generación de las Señales de Conmutación.....	92
8.1.3. Procesado de la Señal	92
8.1.4. Presentación en Pantalla.....	93
8.2. Aumento del Alcance Mediante Amplificación.....	93
8.3. Uso de Perfiles de Alcance	94
9. Presupuesto.....	94
9.1 Recursos Materiales.....	95
9.1.1. Recursos Materiales Fungibles.....	95
9.1.2. Recursos Materiales Amortizables	97
9.2. Trabajo Tarificado por Tiempo Empleado	98

9.3. Material Fungible.....	98
9.4. Impuestos Aplicados	99
ANEXOS	100
Anexo I. Estabilidad de la Portadora	100
I.1. Barrido usando el Divisor Programable	100
I.2. Barrido Usando el DDS como Referencia	109
Anexo II. Software Desarrollado en Matlab para el Control y Procesado (Versión Final)	111
Referencias	113

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1.1. Esquema Básico de un Radar CWFM</i>	<i>9</i>
<i>Figura 1.2. Señales Propias de un Radar CWFM.....</i>	<i>10</i>
<i>Figura 1.3. Esquema Básico del Radar FMICW.....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 1.4. Señales Propias de un Radar FMICW</i>	<i>12</i>
<i>Figura 1.5. Alcance Ciego en un Radar FMICW</i>	<i>13</i>
<i>Figura 1.6. Función Sensibilidad.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 1.7. Espectro Teórico de una Señal de Batido en un Sistema FMICW.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 1.8. Señal de FI de un Radar FMICW</i>	<i>15</i>
<i>Figura 1.9. Señal de FI de un Radar FMICW con Frecuencia de Conmutación Alta</i>	<i>16</i>
<i>Figura 1.10. Tramos de Escucha de un Radar FMICW con Diferente Frecuencia de Conmutación.....</i>	<i>17</i>
<i>Figura 1.11. FFT Aplicada a las Señales de la Figura 1.10</i>	<i>17</i>
<i>Figura 1.12. Zoom de las Señales de la Figura 1.11 en torno al Blanco</i>	<i>18</i>
<i>Figura 1.13. Ejemplo de Respuesta en Frecuencia de un Filtro de Ecualización de un Radar FMICW</i>	<i>19</i>
<i>Figura 2.1. Esquema Básico de un VCO</i>	<i>20</i>
<i>Figura 2.2. Respuesta Frecuencia/Tensión de Control del VCO HMC558LC4B</i>	<i>21</i>
<i>Figura 2.3. Respuesta Frecuencia/Tensión de Control/Temperatura del VCO HMC358MS8G</i>	<i>22</i>
<i>Figura 2.4. Esquema Básico de un PLL con Divisor.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 2.5. Esquema Básico de un DDS.....</i>	<i>24</i>
<i>Figura 3.1. Esquema del PLL HMC778LP6CE.....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 3.2. Ejemplo de Archivo de Configuración de Hittite PLL Eval. Software</i>	<i>27</i>
<i>Figura 3.3. Trigger por Paso del Barrido. Imagen Extraída del Datasheet.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 3.4. Trigger al Inicio y al Final de Cada Rampa. Imagen Extraída del Datasheet.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 3.5. Montaje Realizado para Medir el Ancho de Banda del PLL.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 3.6. Hoja Excel Realizada para Calcular los Valores de los Registros</i>	<i>30</i>
<i>Figura 3.7. Foto del Montaje Realizado para Barrido Paso a Paso del PLL.....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 3.8. Esquema del Montaje Realizado para Barrido Paso a Paso del PLL.....</i>	<i>31</i>
<i>Figura 3.9. Aspecto Típico de la Portadora Generada por el PLL en un Proceso de Barrido.....</i>	<i>32</i>
<i>Figura 3.10. Aspecto Inusual de la Portadora Generada por el PLL</i>	<i>33</i>

Figura 3.11. Soldado de una Sonda para Observar la Vctl del PLL	34
Figura 3.12. Problemas Observados en las Señales del Radar Debido a Desenganche	35
Figura 3.13. Barrido de Frecuencia de 2500 Puntos y FI Obtenida	35
Figura 3.14. Resolución del Barrido	36
Figura 3.15. Señal de FI Medida Durante el Tramo de Subida del Barrido de Moduladora	39
Figura 3.16. Espectro de la Señal de FI hasta 2,5 MHz. Cursor en la Señal Deseada de FI	40
Figura 3.17. Espectro de la Señal de FI entre 3,75 MHz y 6,25 MHz. Cursores en la señal deseada y la Señal Indeseada de 5 MHz	40
Figura 3.18. Señales de Trigger del PLL y Vctl para un Barrido Automático	42
Figura 3.19. Señal de FI del Radar con el PLL en Modo Barrido Automático	42
Figura 3.20. Esquema del DDS Utilizado	43
Figura 3.21. Menú de Configuración del Microprocesador	44
Figura 3.22. Software de Configuración del DDS	45
Figura 3.23. Foto del Montaje Realizado	46
Figura 3.24. Esquema del Montaje Realizado	46
Figura 3.25. Portadora Generada por el PLL con DDS	47
Figura 3.26. Comparación de Portadora Generada por el PLL con DDS (Azul) y por el PLL con Divisor Programable (Amarillo)	47
Figura 3.27. Aspecto de las Señales del Radar Con un Barrido de 1000 Puntos	48
Figura 3.28. Aspecto de las Señales del Radar para un Barrido con Máximo Número de Puntos (60000)	49
Figura 3.29. Aspecto de las señales del Radar para un Barrido con el Menor Número de Puntos Posible (245)	49
Figura 3.30. Detalle de la Señal de FI y su Espectro para un Barrido con el Mínimo Número de Puntos	50
Figura 3.31. Detalle de la Señal de FI y su Espectro para un Barrido con 10000 Puntos	50
Figura 3.32. Espectro de la Señal de FI del Radar Durante la Subida de la Rampa de Barrido. Capturada con GaGe	51
Figura 4.1. Switch Reflective	52
Figura 4.2. Switch Non-Reflective	52
Figura 4.3. Esquema de un Switch SPDT	53
Figura 5.1. Esquemático del Modelo HMC232LP4	53
Figura 5.2. PCB de Evaluación del Modelo HMC232LP4	53
Figura 5.3. Esquema de Funcionamiento del Modelo HMC232LP4	54
Figura 5.4. Driver del Conmutador HMC232LP4. Propuesta del Datasheet	55
Figura 5.5. Señales a la entrada y a la salida del Diodo Zéner	56
Figura 5.6. Señales en el Circuito Driver del Conmutador	57
Figura 5.7. Montaje del Driver de Conmutación sobre Breadboard	57
Figura 5.8. Señales A (Morado) y B (Amarillo) Procedentes de la Breadboard	58
Figura 5.9. Esquemático del Driver de Conmutación	59
Figura 5.10. Driver Listo para su Realización Física	60
Figura 5.10. Driver de Conmutación Impreso en PCB	61
Figura 5.10. Comparativa PCB/Breadboard. 100 KHz de Conmutación	62
Figura 5.11. Comparativa PCB/Breadboard. 1 MHz de Conmutación	62
Figura 5.12. Comparativa PCB/Breadboard. 10 MHz de Conmutación	63

Figura 5.13. Esquema del Montaje Realizado para Medir las Características del Conmutador.....	64
Figura 5.14. Medida del Aislamiento del Conmutador	64
Figura 5.15. Medida de las Pérdidas de Inserción del Conmutador	65
Figura 5.16. Espectro de una Portadora en 10 GHz Conmutada a 1 MHz	66
Figura 5.17. Esquema del Montaje Realizado	66
Figura 5.18. Señal de FI Conmutada y Señal A de Conmutación (Conmutación a Alta Frecuencia).....	67
Figura 5.19. Señal de FI Filtrada y Señal A de Conmutación	68
Figura 5.20. Señal de FI Conmutada y Señal A de Conmutación (Conmutación a Baja Frecuencia).....	68
Figura 5.22. Potencia a Mitad del Barrido con 1KHz de Frecuencia de Conmutación.....	69
Figura 5.23. Potencia a Mitad del Barrido con 10KHz de Frecuencia de Conmutación.....	70
Figura 5.24. Potencia a Mitad del Barrido con 1MHz de Frecuencia de Conmutación.....	70
Figura 5.25. Potencia a Mitad del Barrido con 5MHz de Frecuencia de Conmutación.....	71
Figura 5.26. Potencia a Mitad del Barrido sin Conmutador (CWFM)	71
Figura 6.1. Programa VEE para Cargar vía LAN un Tren de Pulsos de Frecuencia Variable.....	72
Figura 6.2. Espectro del Tren de Pulsos Variable en Frecuencia	73
Figura 6.3. Muestreo a Frecuencia Muy Baja	74
Figura 6.4. Esquema del Montaje Realizado para Aplicar Stagging	75
Figura 6.5. Foto del Montaje Realizado para Aplicar Stagging.....	75
Figura 6.6. FFT de las Señales de FI con Diferente Frecuencia de Conmutación.....	77
Figura 6.7. Aplicación del Método de Stagging.....	78
Figura 6.8. Blanco Ampliado tras Aplicar Stagging.....	79
Figura 6.9. Esquema del Montaje Realizado para Comprobar la Diferencia entre Radar FMICW y CWFM.....	80
Figura 6.10. Blanco Detectado con el Modelo CWFM.....	80
Figura 6.11. Filtro implementado.....	81
Figura 6.12. Respuesta en Frecuencia del Filtro.....	82
Figura 6.13. Filtro Implementado en Protoboard	82
Figura 6.14. Blanco Deseado y Falsas Alarmas.....	83
Figura 6.15. Esquema del Sistema Implementado para Automatizar el Radar	84
Figura 6.16. Esquema del Software a Desarrollar para Control y Procesado de la Señal	85
Figura 6.17. Plot del Radar con Método de Stagging Aplicado	86
Figura 6.18. Señales Indeseadas Procedentes de la Rampa de Barrido	86
Figura 6.19. Vista Frontal y Trasera del Filtro Implementado en PCB.....	87
Figura 6.20. Nivel de Sensibilidad del Receptor	87
Figura 7.1. BeagleBone Black.....	90
Figura 7.2. Generación de una Señal que Detecte el Final del Barrido Mediante un Trigger Schmitt.....	91
Figura 7.3. Generación de una Señal que Detecte el Final del Barrido Mediante un Contador (Timer)	91
Figura I.1. Captura en Medio de Barrido entre 9,9 y 10,1 GHz	100
Figura I.2. Captura al Final de Barrido entre 9,9 y 10,1 GHz.....	101
Figura I.3. Captura al Principio de Barrido entre 9,9 y 10,1 GHz	101
Figura I.4. Captura en Medio de Barrido entre 9,8 y 10,2 GHz	102
Figura I.5. Captura al Final de Barrido entre 9,8 y 10,2 GHz.....	102

<i>Figura I.6. Captura al Principio de Barrido entre 9,8 y 10,2 GHz</i>	<i>103</i>
<i>Figura I.7. Captura en Medio de Barrido entre 10,1 y 10,3 GHz</i>	<i>103</i>
<i>Figura I.8. Captura al Final de Barrido entre 10,1 y 10,3 GHz.....</i>	<i>104</i>
<i>Figura I.9. Captura al Principio de Barrido entre 10,1 y 10,3 GHz.....</i>	<i>104</i>
<i>Figura I.10. Captura en Medio de Barrido entre 10 y 10,4 GHz</i>	<i>105</i>
<i>Figura I.11. Captura al Final de Barrido entre 10 y 10,4 GHz.....</i>	<i>105</i>
<i>Figura I.12. Captura al Principio de Barrido entre 10 y 10,4 GHz.....</i>	<i>106</i>
<i>Figura I.13. Captura en Medio de Barrido entre 10,3 y 10,5 GHz</i>	<i>106</i>
<i>Figura I.14. Captura al Final de Barrido entre 10,3 y 10,5 GHz.....</i>	<i>107</i>
<i>Figura I.15. Captura al Principio de Barrido entre 10,3 y 10,5 GHz.....</i>	<i>107</i>
<i>Figura I.16. Captura en Medio de Barrido entre 10,2 y 10,6 GHz</i>	<i>108</i>
<i>Figura I.17. Captura al Final de Barrido entre 10,2 y 10,6 GHz.....</i>	<i>108</i>
<i>Figura I.18. Captura al Principio de Barrido entre 10,2 y 10,6 GHz.....</i>	<i>109</i>
<i>Figura I.19. Captura en Medio de Barrido entre 10 y 10,4 GHz</i>	<i>109</i>
<i>Figura I.20. Captura al Final de Barrido entre 10 y 10,4 GHz.....</i>	<i>110</i>
<i>Figura I.21. Captura al Principio de Barrido entre 10 y 10,4 GHz.....</i>	<i>110</i>

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 9.1. Componentes Electrónicos Utilizados en la Etapa de Generación de Señal</i>	<i>95</i>
<i>Tabla 9.2. Componentes Electrónicos Utilizados en la Etapa de Conmutación</i>	<i>96</i>
<i>Tabla 9.3. Componentes Electrónicos Utilizados en la Etapa de Procesado y Control</i>	<i>96</i>
<i>Tabla 9.4. Otros Materiales y Elementos Utilizados.....</i>	<i>96</i>
<i>Tabla 9.5. Equipos de Medida, Soldadura, Fuentes y Generadores.....</i>	<i>97</i>
<i>Tabla 9.6. Electrónica</i>	<i>97</i>
<i>Tabla 9.7. Licencias de Software.....</i>	<i>97</i>
<i>Tabla 9.8. Honorarios de Referencia</i>	<i>98</i>
<i>Tabla 9.9. Gastos Asociados a Material Fungible.....</i>	<i>98</i>
<i>Tabla 9.10. Coste Total del TFG.....</i>	<i>99</i>

1. EL RADAR FMICW

La investigación de los sistemas para la localización de objetos lejanos o en entornos de baja visibilidad se remonta hasta el siglo XV, cuando Leonardo da Vinci utilizaba un tubo semi-sumergido en agua con el fin de localizar animales situando la oreja en el extremo fuera del agua.

Aunque la investigación sobre este tema se detuvo durante muchos años, tras la revolución industrial y especialmente a raíz del hundimiento del Titanic en 1912, todas las investigaciones referentes a la seguridad en el ámbito marino tomaron mucha relevancia, pensándose en utilizar las ondas sonoras y su reflexión sobre objetos para localizarlos y así aumentar la seguridad de los barcos.

El estallido de la Primera Guerra Mundial impulsó la investigación en la mejora de la detección de submarinos, diseñándose los primeros sistemas SONAR.

El estallido de la Segunda Guerra Mundial motiva el desarrollo de otras tecnologías de detección remota basadas en ondas electromagnéticas, que permitieran descubrir aviones enemigos a gran distancia. Nacen como resultado los sistemas RADAR, que desde entonces han sufrido un desarrollo constante y acelerado debido a su interés militar, civil y científico.

1.1. RADARES DE ONDA CONTINUA Y PULSADOS

Los primeros radares que se desarrollaron, debido a su simplicidad, son los llamados de Onda Continua (CW). El radar básico de Onda Continua emite de forma constante una onda por una antena, mientras recibe por otra antena diferente la onda reflejada en el blanco. Si la frecuencia de la onda emitida es constante, la señal recibida tendrá una frecuencia diferente debido a la velocidad del blanco (efecto doppler) y la mezcla de las señales emitida y recibida determinará la frecuencia doppler (radar

Doppler). En este caso sólo podemos determinar la velocidad del blanco y no la distancia a la que se encuentra [1,2,3].

Si además queremos determinar la distancia al blanco, usando una Onda Continua podemos hacerlo variando la frecuencia de la señal emitida (haciendo un barrido FM), de tal forma que la mezcla de la señal recibida en la antena receptora con la emitida será proporcional al tiempo que ha pasado desde que se emite una frecuencia hasta que se recibe su eco. En este caso tendremos un radar CWFM (Onda Continua y Frecuencia Modulada) [1,2,3].

Los sistemas de Onda Continua tienen muchos inconvenientes, sobre todo provenientes del propio concepto de Onda Continua. El hecho de estar continuamente transmitiendo y recibiendo desemboca en la necesidad de usar dos antenas, lo cual no sólo supone un gasto mayor, sino que dos parabólicas de un área determinada no serán tan eficientes como una parabólica de área el doble.

Otro problema derivado de estos sistemas consiste en el aislamiento. Es deseable en un radar que sea capaz de transmitir una potencia elevada para que el alcance sea mayor (ya que la onda se atenúa de forma exponencial al propagarse por la atmósfera y de forma puntual al impactar sobre el blanco). La ecuación radar básica es [3]:

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min} L_s} \right]^{1/4}$$

Donde se observa que el alcance es proporcional a la raíz cuarta de la potencia transmitida y a las ganancias de las antenas transmisora y receptora (que como ya hemos comentado anteriormente, mejor una antena que cumpla ambas funciones y tenga un área doble que dos antenas de un área determinada); e inversamente a la sensibilidad. Si consideramos la señal transmitida como ruido en nuestro receptor, para llegar al umbral de sensibilidad tenemos que obtener una señal recibida alta para compensar el ruido que se nos puede acoplar de la señal transmitida o tenemos que encontrar algún mecanismo para aislar las antenas transmisora y receptora lo suficiente para que no se nos acople tanta señal.

Por esto los radares de Onda Continua sólo son usados en aplicaciones donde el alcance no es muy alto (la señal recibida es bastante elevada y el acoplo entre antenas puede ser reducido fácilmente).

La solución adoptada para aplicaciones de largo alcance, donde la potencia transmitida será alta y se buscará minimizar la sensibilidad son los llamados radares pulsados, los cuales en lugar de enviar una señal continuamente, envían un pulso discreto de alta potencia cada cierto tiempo, utilizando los tiempos entre pulsos para “escuchar” el eco del mismo en el blanco. Esto permite, al coste de una mayor complejidad electrónica, usar una sola antena para la tarea de transmisión/recepción (mejorando los valores de G_t y G_r), usar una potencia transmitida mucho mayor y reducir la sensibilidad.

El diseño que se contempla en este TFG se basa en un diseño de radar de Onda Continua FM. El esquema básico de un radar CWFM es el mostrado en la Figura 1.1 [3].

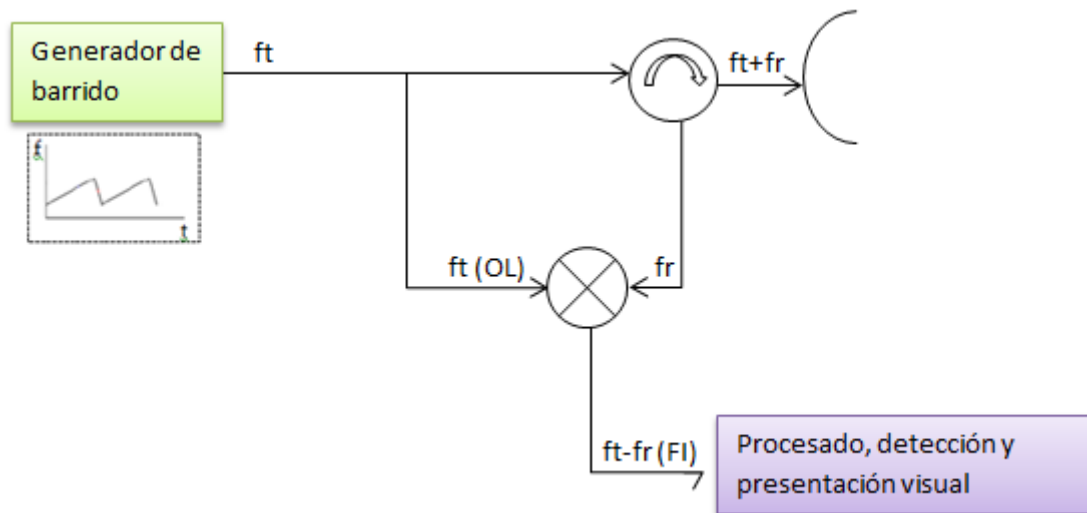


FIGURA 1.1. ESQUEMA BÁSICO DE UN RADAR CWFM

Donde las frecuencias transmitida (f_t) y recibida (f_r) variarán en el tiempo de forma idéntica, obviamente, como ejemplo, para una moduladora en diente de sierra, la variación temporal de f_t y el retardo de ésta señal en f_r generan una señal de batido tal como se observa en la Figura 1.2.

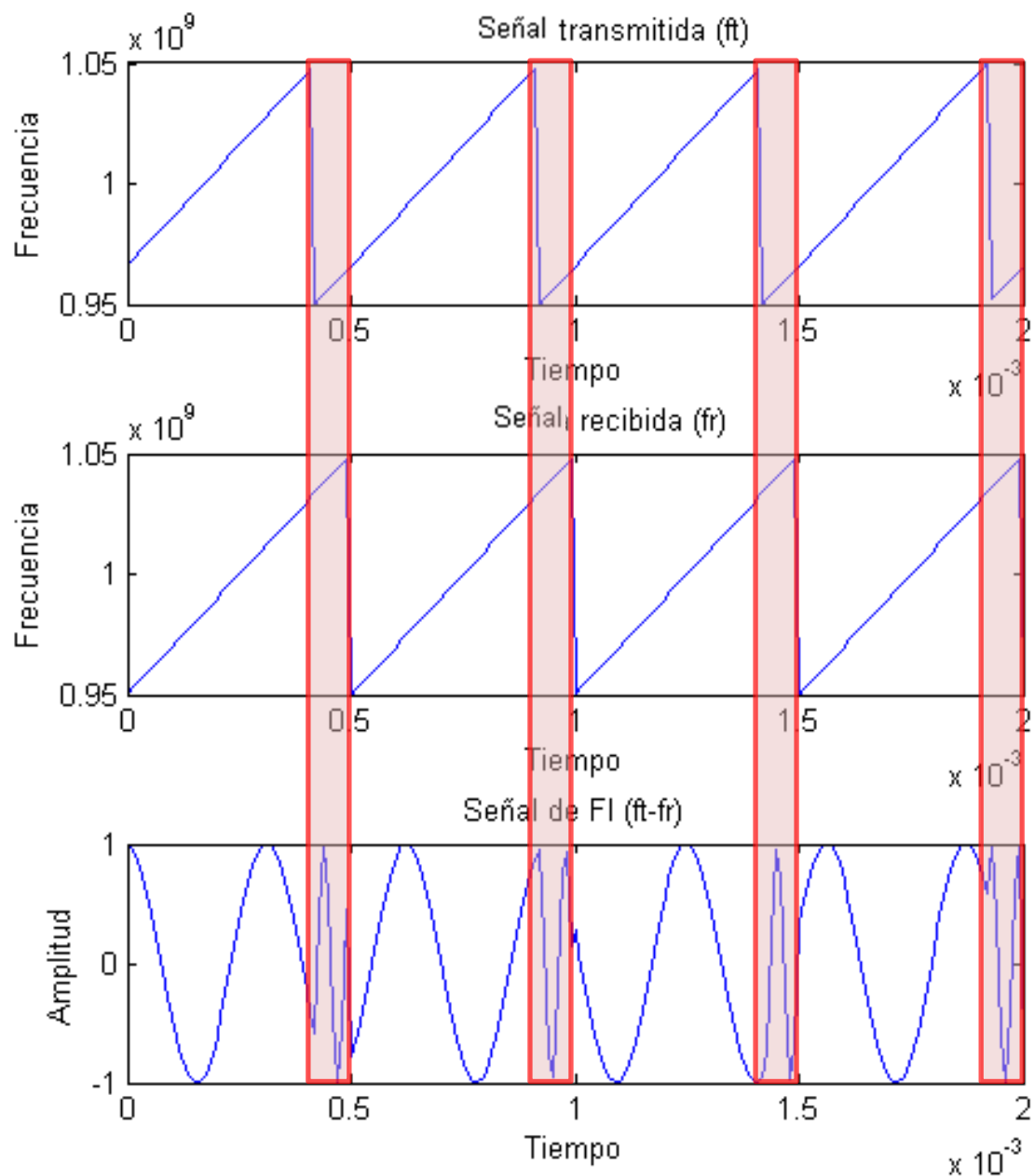


FIGURA 1.2. SEÑALES PROPIAS DE UN RADAR CWFM

En rojo se han marcado los periodos temporales donde la señal de mezcla (FI) no es útil ya que dará información errónea del rango al blanco (periodos cercanos a la zona de reinicio de la rampa moduladora).

1.2. EL RADAR FM CONMUTADO

En este TFG se va a analizar una tipología de radares que se encuentra a caballo entre los radares de Onda Continua (aprovechando su simplicidad electrónica) y los radares pulsados (aprovechando los beneficios de la conmutación). El diseño a analizar cumple el esquema básico mostrado en la Figura 1.3 [4].

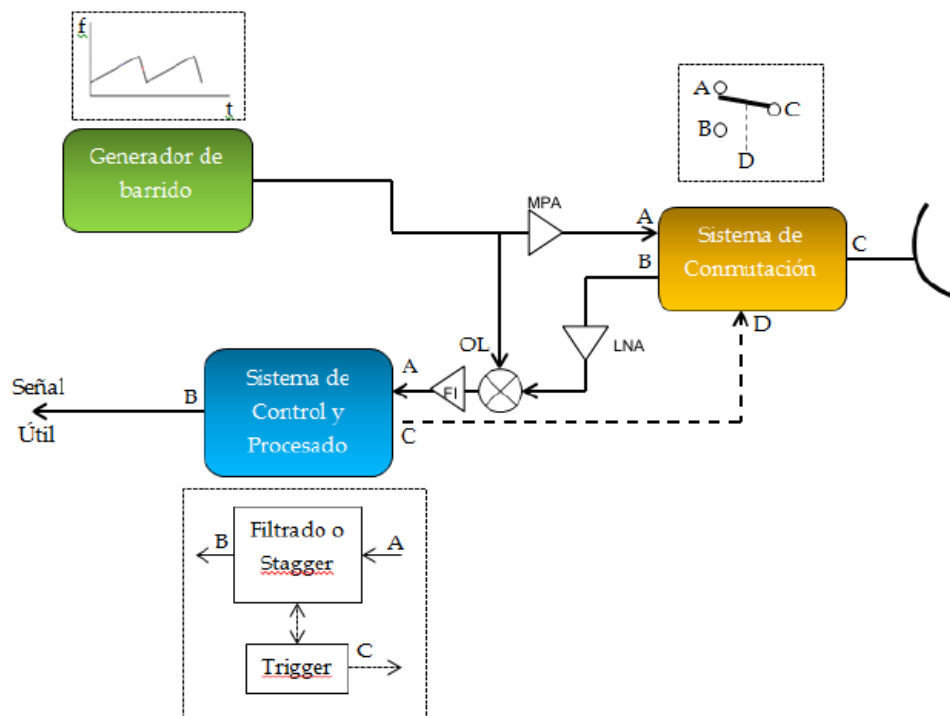
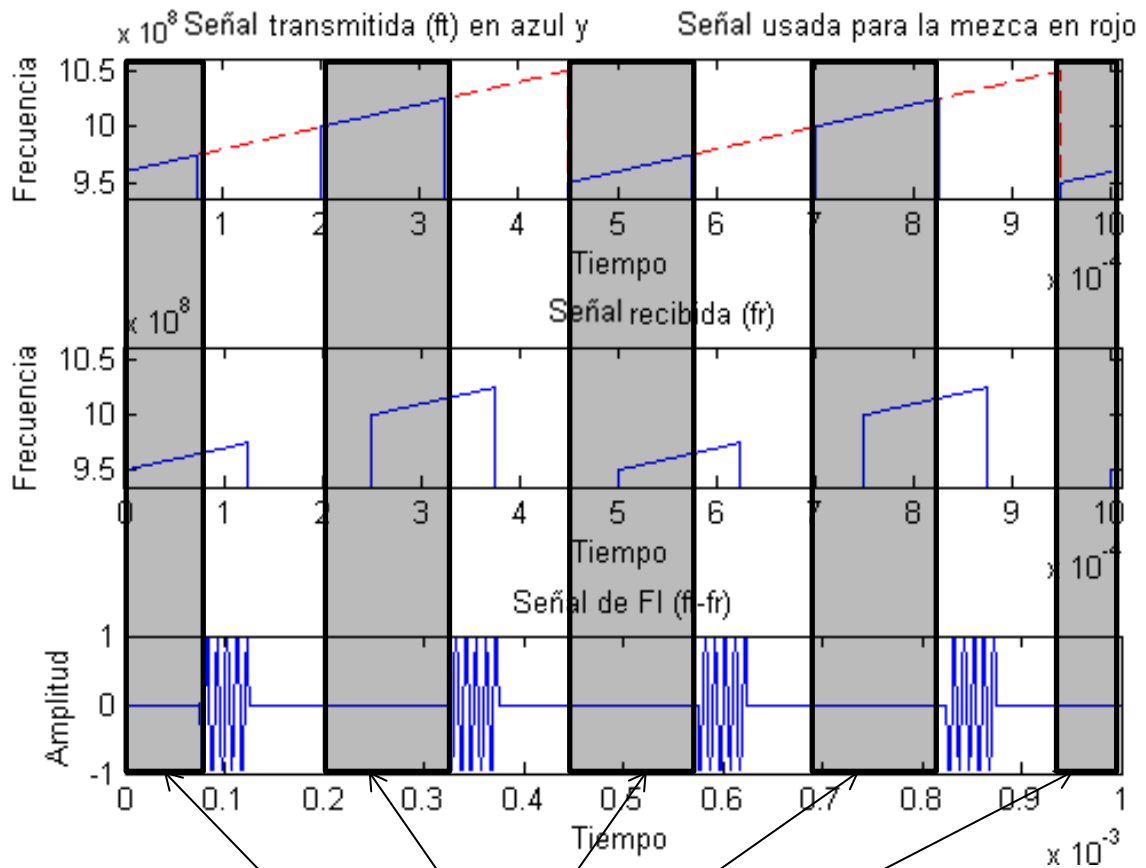


FIGURA 1.3. ESQUEMA BÁSICO DEL RADAR FMICW

El funcionamiento básico consiste en que se añade un conmutador en la etapa de RF del radar FM clásico, de forma que se emite una parte de la señal continua generada durante un tiempo (mientras esté conmutado el camino A-C en la Figura 1.3) y durante otro tiempo se “escucha” la señal recibida (mientras esté activo el camino C-B en la Figura 1.3).

En este caso las señales que están implicadas en el sistema (señal transmitida, recibida y de batido) tienen un aspecto diferente a las del radar FM clásico debido a la componente de conmutación, como se puede observar en la Figura 1.4.



Periodos de transmisión. No se recibe señal de la antena.

FIGURA 1.4. SEÑALES PROPIAS DE UN RADAR FMICW

Se observa que la señal de batido, que es la que nos aporta información del rango al blanco se encuentra “entrecortada” de forma que no es del todo adecuada para la extracción de información. Se observa también que el retardo entre las señales transmitida y recibida (distancia al blanco) juega un papel importante con la propia existencia de una señal de batido. Si dicha distancia es tal que la señal recibida se obtiene exactamente superpuesta con el periodo de emisión de señal, no se detectará blanco ya que durante el periodo de escucha no se obtendrá señal alguna. Este efecto se observa en la Figura 1.5.

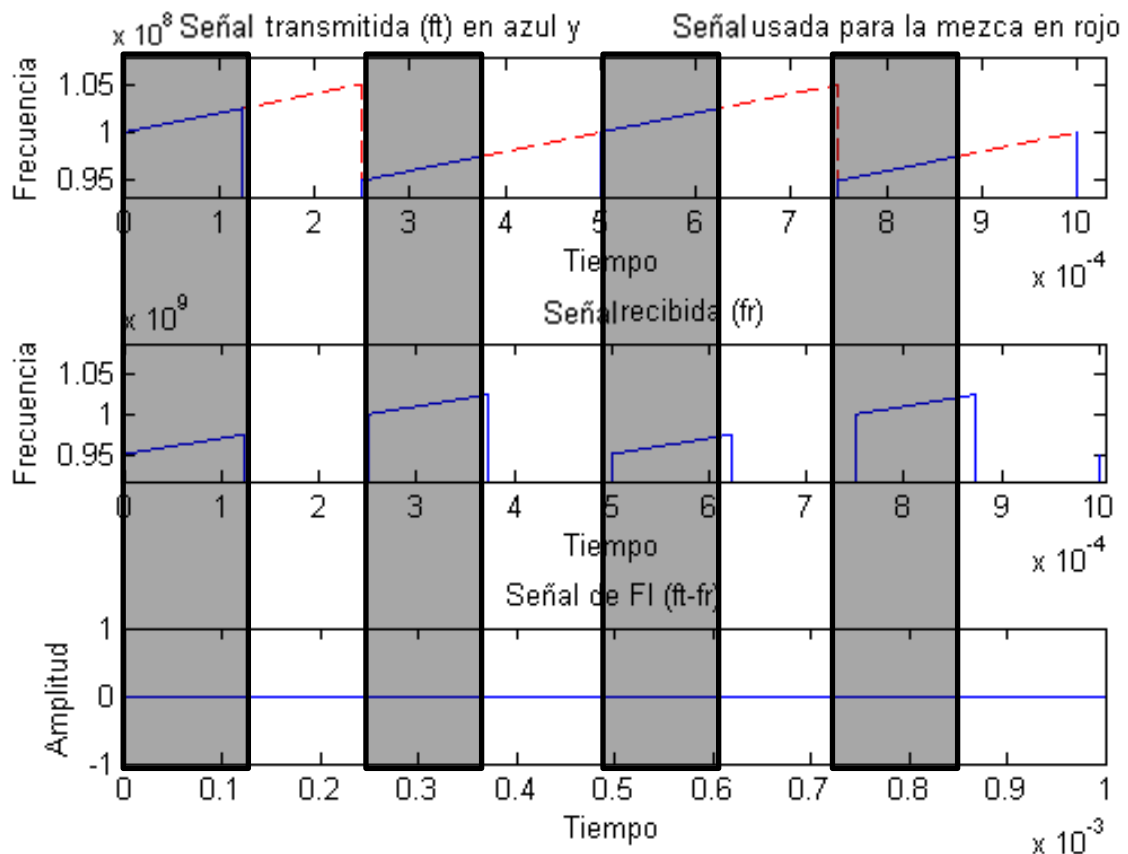


FIGURA 1.5. ALCANCE CIEGO EN UN RADAR FMICW

Este efecto se puede caracterizar hablando de “alcances ciegos”. Conforme la señal recibida se solapa con el periodo de transmisión obtenemos una señal de batido más débil hasta que ésta desaparece completamente en el alcance ciego. El efecto que se produce sobre la señal de batido sigue la monotonía descrita por la función representada en la Figura 1.6 [4].

Donde f_c es la frecuencia de conmutación transmisión/recepción. Cuando nos encontramos usando la frecuencia de conmutación óptima para el blanco, obtenemos en el receptor un duty-cycle del 50%, lo que significa que tenemos una relación del 50% entre el tiempo que recibimos señal útil del blanco y un ciclo completo de conmutación. Se puede observar que los “alcances ciegos” se encuentran cuando el blanco está a una distancia múltiplo de $c/(2 \cdot f_c)$.

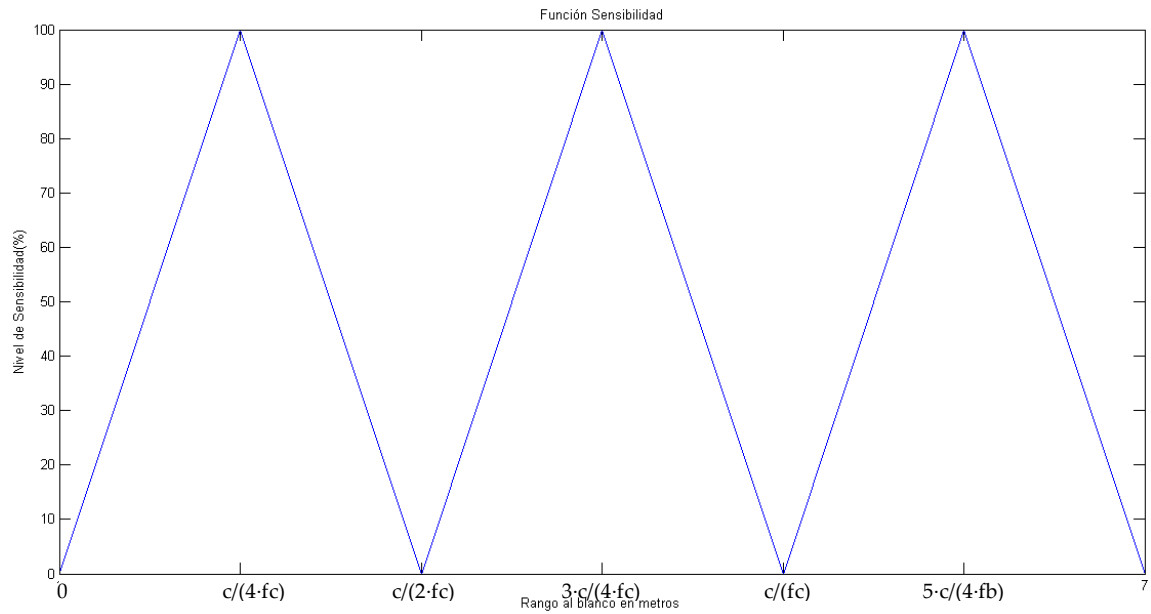


FIGURA 1.6. FUNCIÓN SENSIBILIDAD.

Para mejorar nuestra señal de batido en términos de evitar el efecto de los “alcances ciegos” y adaptar la señal para su procesamiento, conviene realizar un análisis del espectro de dicha señal. Un ejemplo de señal para este sistema tendrá un espectro similar al de una senoide envestada (modulación de una sinc con una delta) como el mostrado en la Figura 1.7.

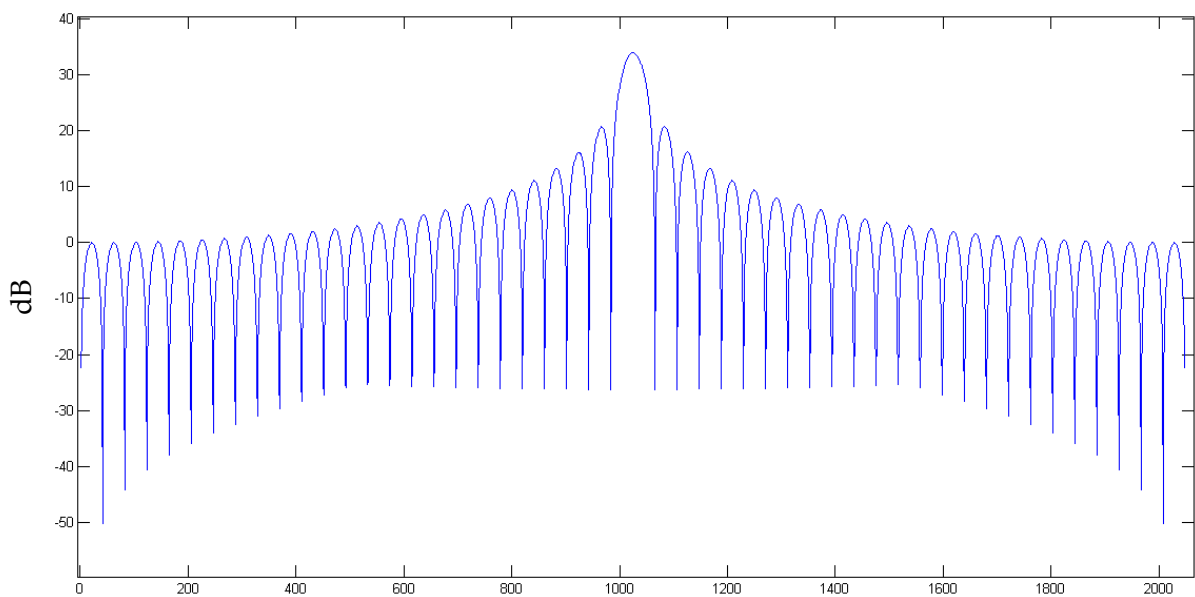


FIGURA 1.7. ESPECTRO TEÓRICO DE UNA SEÑAL DE BATIDO EN UN SISTEMA FMICW

Los métodos a estudiar para obtener la señal útil son el método de filtrado y el método de Staggering.

1.2.1. MÉTODO DE FILTRADO

El fundamento de este método se basa en la observación de la señal de FI en el dominio del tiempo. Teniendo en cuenta que la señal de FI se obtiene en el receptor solamente durante los periodos de conmutación de escucha, el aspecto de la señal de FI será en el tiempo tal como se muestra en la Figura 1.8.

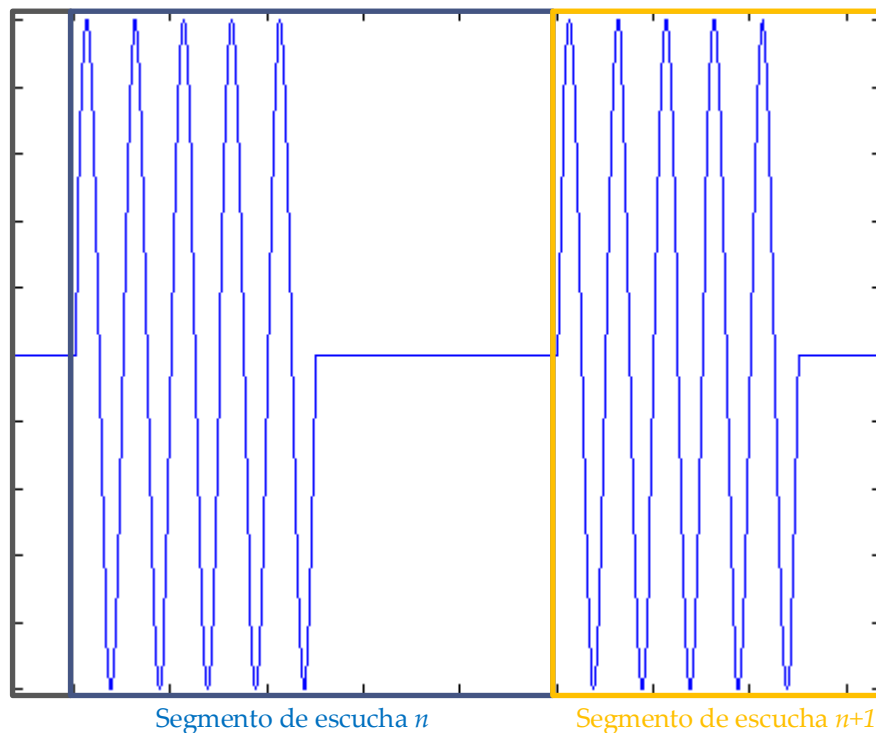


FIGURA 1.8. SEÑAL DE FI DE UN RADAR FMICW

Esta señal, en el dominio del tiempo no sugiere ningún tipo de tratamiento que permita recuperar la información útil de forma íntegra (quedarnos solamente con la senoide). Sin embargo, si aumentamos la frecuencia de la señal de conmutación, obtendremos una señal con un aspecto más interesante, como se observa en la Figura 1.9.

Observamos en la Figura 1.9 que la senoide se encuentra “entrecortada”, de forma que un filtro paso bajo permitiría recuperar la forma de onda de la misma completamente.

Más adelante se verá el funcionamiento práctico de este sistema, estudiando su viabilidad, aunque se puede adelantar que para que este método sea de aplicación, la frecuencia de conmutación debe ser bastante mayor que la frecuencia de la señal de FI, lo que implica sistemas de conmutación rápidos.

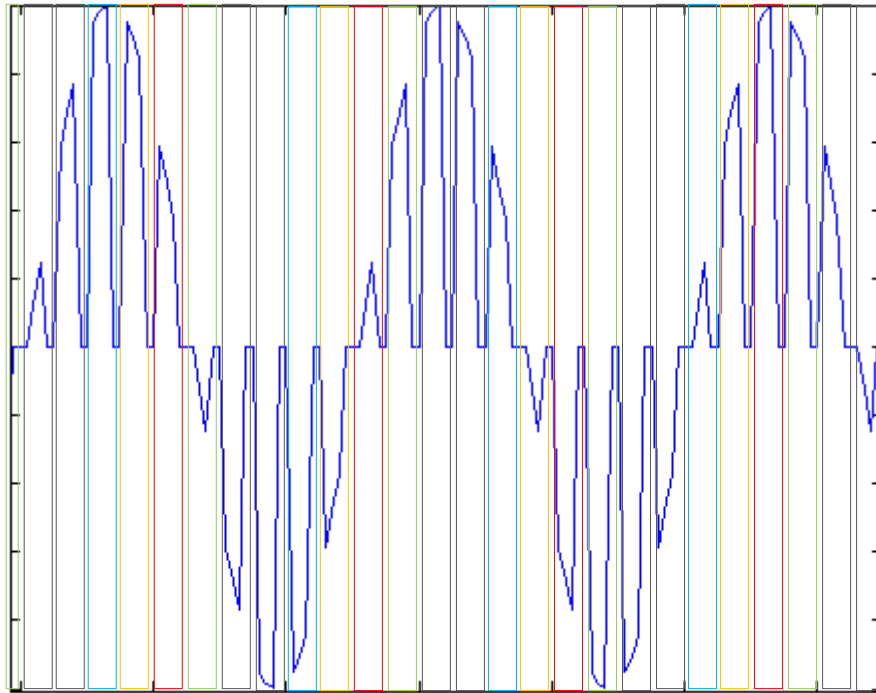


FIGURA 1.9. SEÑAL DE FI DE UN RADAR FMICW CON FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN ALTA

1.2.2. MÉTODO DE STAGGERING

Este método, al contrario que el anterior, requiere una observación de la señal de FI teniendo en cuenta su espectro. En un tramo de escucha del receptor, obtendremos un seno seguido de un silencio (o al contrario) variando el porcentaje de cada uno de ellos. Como ya se ha explicado (Figura 1.6), cuando la posición del blanco es tal que la función sensibilidad es máxima, se obtiene la señal de FI en el 50% del tiempo y tramos de silencio en el otro 50% del tiempo. Cuando es mínima sólo se obtienen tramos de silencio en el 100% del tiempo. En la Figura 1.10 se muestra el aspecto de dos ejemplos de señal de FI

que podremos obtener, variando la frecuencia de conmutación (la frecuencia de batido y con ello, la distancia al blanco, es la misma).

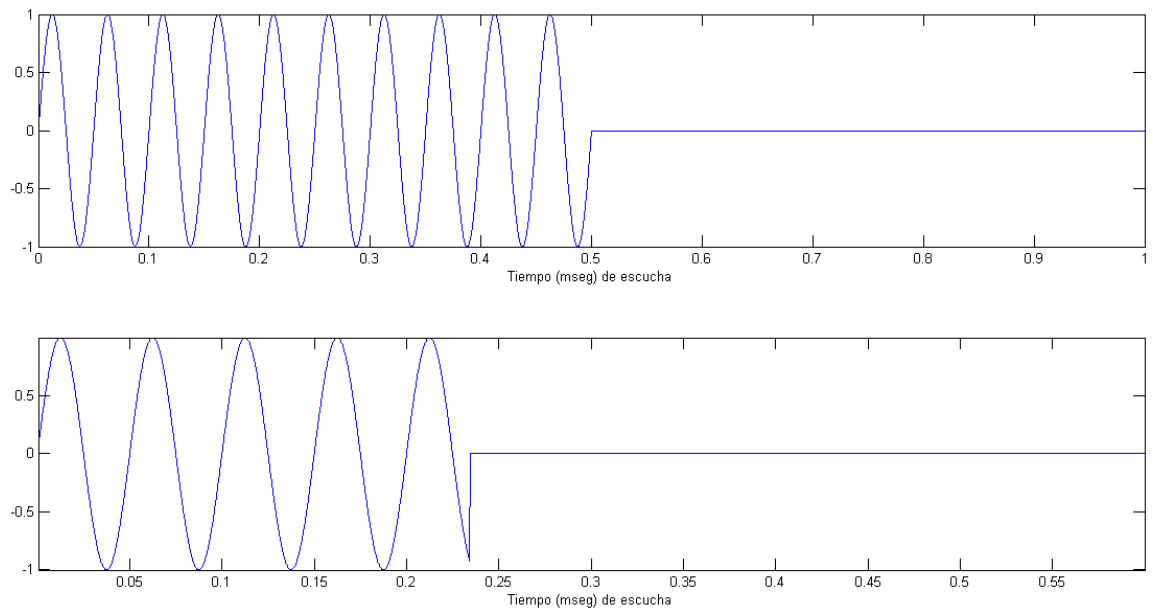


FIGURA 1.10. TRAMOS DE ESCUCHA DE UN RADAR FMICW CON DIFERENTE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

Si nos centramos en la FFT de estas señales (Figuras 1.11 y 1.12) y teniendo en cuenta que la FFT nos brinda el espectro de la señal como si esta se repitiera hasta el infinito [13], observamos que la posición de los espurios en torno al blanco es diferente debido a la distinta frecuencia de conmutación.

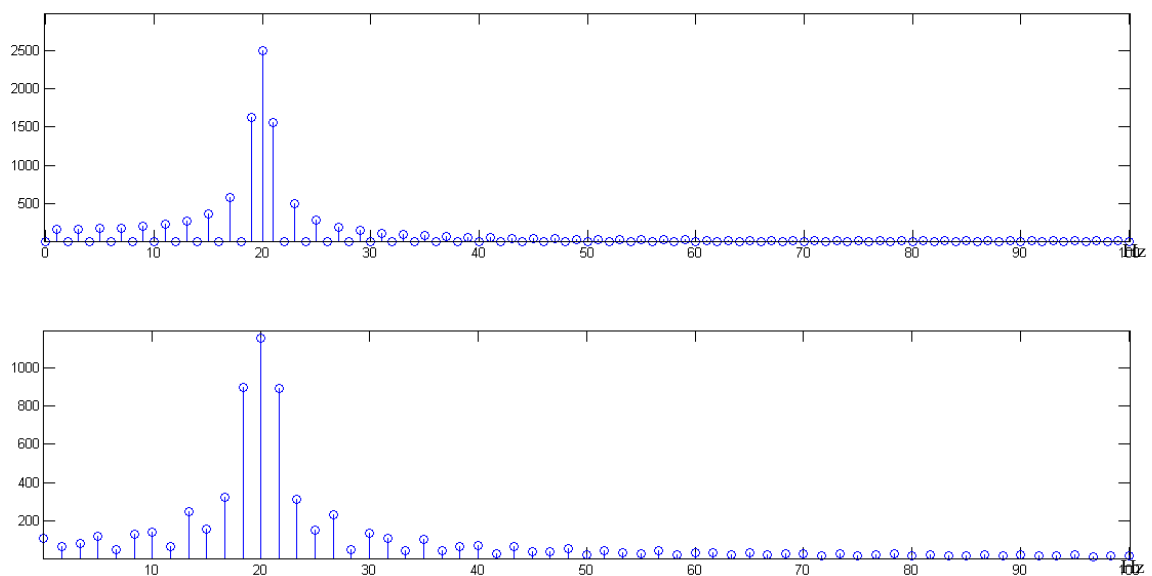


FIGURA 1.11. FFT APLICADA A LAS SEÑALES DE LA FIGURA 1.10

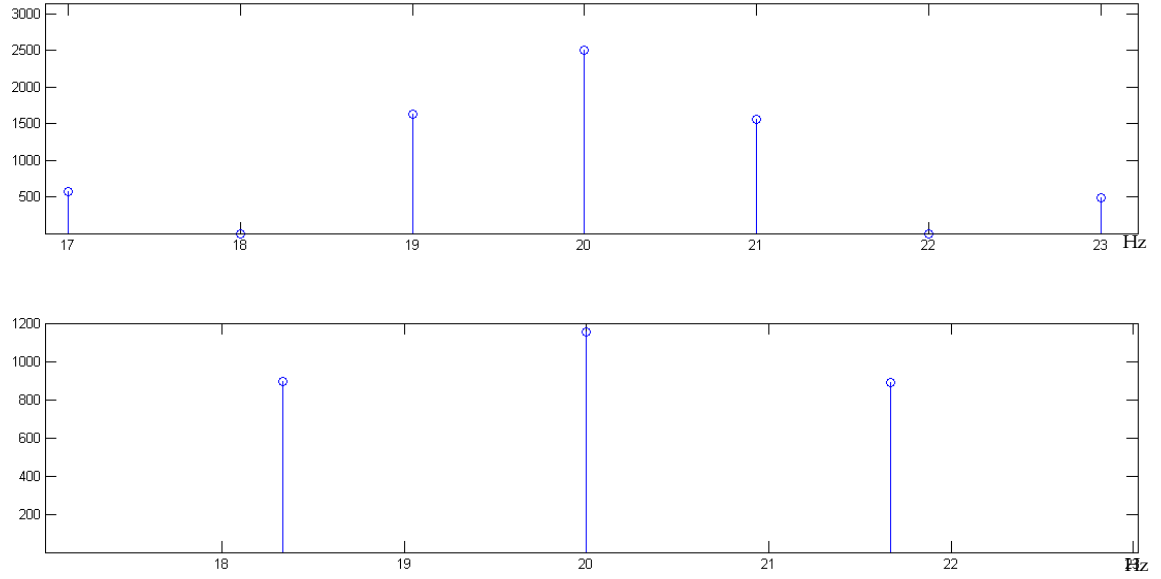


FIGURA 1.12. ZOOM DE LAS SEÑALES DE LA FIGURA 1.11 EN TORNO AL BLANCO

Como vemos en las Figuras 1.11 y 1.12, el blanco de 20 Hz (la señal de FI usada de ejemplo) se mantiene en ambos espectros, pero el resto de espurios debido a la conmutación son diferentes, lo que sugiere el uso de algún sistema de operación entre espectros que permita quedarnos con lo único que coincida entre ambos, lo que eliminará los espurios más cercanos al blanco, dejando sólo el batido de 20 Hz y, dependiendo de la relación entre las frecuencias de conmutación elegidas, algún espurio lejano al blanco con menor nivel.

De esta forma, variando la frecuencia de conmutación entre barridos consecutivos del radar, y comparando los espectros entre ambos barridos, podemos minimizar los espurios para obtener un espectro mucho más limpio, es decir, la señal de batido.

Además, como se indica en la referencia [4], existe un método de ecualización de la señal de FI de forma que el blanco destaque lo máximo posible sobre el periodo sordo de señal. El filtro que se propone tiene la respuesta en frecuencia que sigue:

$$H_e(f) = \begin{cases} \left(\frac{Tf_c}{B} |f|\right)^{-1} & |f| \leq \frac{B}{2Tf_c} \\ \left(1 - \frac{Tf_c}{B} |f|\right)^{-1} & \frac{B}{2Tf_c} < |f| \leq \frac{B}{Tf_c} \end{cases}$$

Donde T se refiere al periodo de barrido, f_c la frecuencia de conmutación, y B al ancho de banda de barrido. Si por ejemplo hacemos un barrido a 2KHz, 400 MHz de barrido y usamos una frecuencia de conmutación de 1 KHz, el aspecto en frecuencia del filtro anterior se observa en la Figura 1.13.

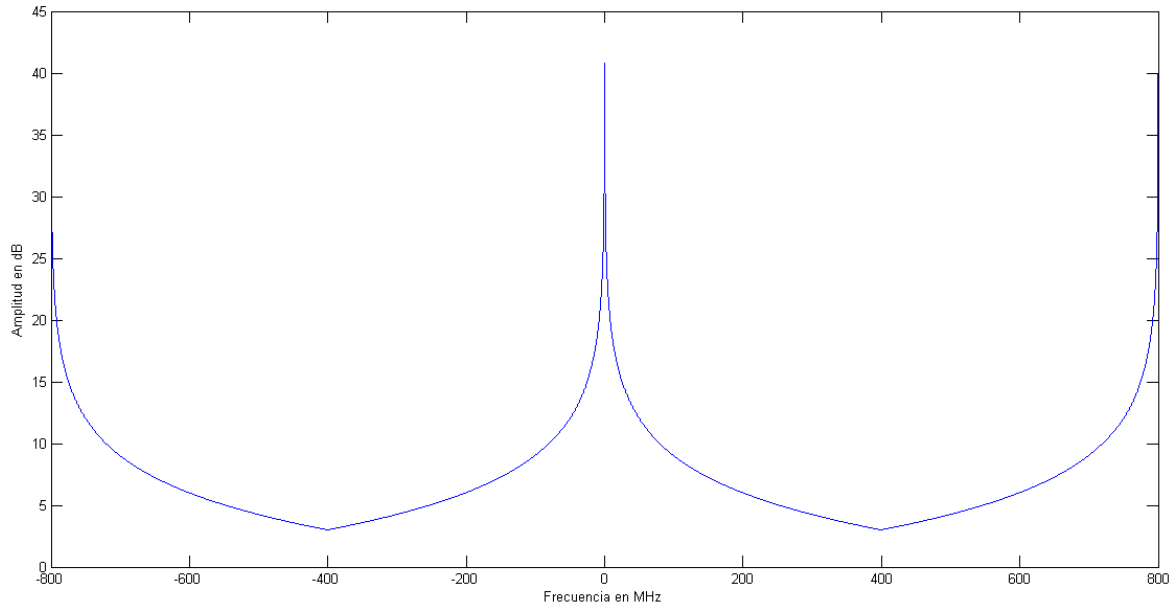


FIGURA 1.13. EJEMPLO DE RESPUESTA EN FRECUENCIA DE UN FILTRO DE ECUALIZACIÓN DE UN RADAR FMICW

Una vez se ha obtenido la frecuencia de FI correspondiente al blanco, para determinar la distancia al mismo se utilizan las mismas ecuaciones que se aplican en los diferentes barridos de un radar CWFM. En el caso de un barrido en diente de sierra de ancho de banda B y duración T con el que se obtiene una frecuencia de FI f_b , la distancia al blanco (R_t) se calcula siguiendo la siguiente expresión:

$$R_t = \frac{f_b \cdot c \cdot T}{2 \cdot B}$$

2. SISTEMAS DE GENERACIÓN DE SEÑAL EN RF

El primer subsistema que debemos modelar para el diseño del radar FMICW es el de generación de señal. Como ya se ha insistido anteriormente se trata de un radar de

onda continua FM, de forma que necesitaremos usar un sistema que permita realizar un barrido de frecuencias más o menos amplio de forma periódica.

2.1. SISTEMAS EN LAZO ABIERTO

El primer método de generación de señal que se estudiará es mediante el uso de sistemas en lazo abierto, sin realimentación, concretamente la generación de señal mediante el uso de un VCO (Oscilador Controlado por Tensión) simple conectado a una tensión de alimentación que varía en forma de diente de sierra de forma que a la salida se obtenga un barrido frecuencial que siga la misma monotonía de la tensión de control (V_{ctl}). En la Figura 2.1 se observa un esquema básico de un VCO [5].

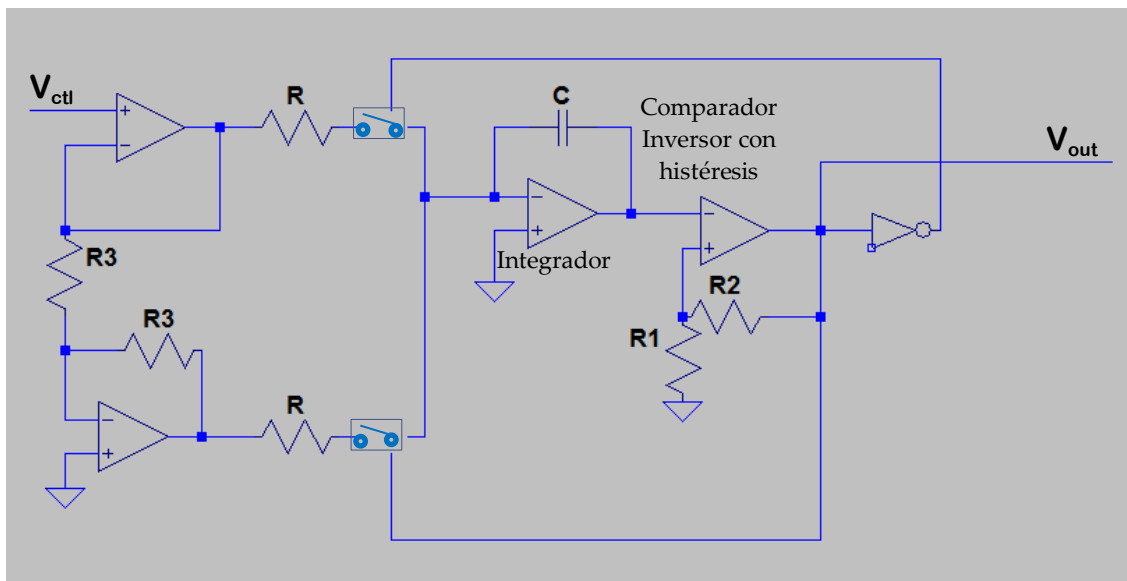


FIGURA 2.1. ESQUEMA BÁSICO DE UN VCO

El circuito básico de un VCO visto en la figura 2.1 es capaz de generar una señal a su salida cuya frecuencia es proporcional a la tensión de entrada según la siguiente expresión [5]:

$$f = \frac{V_{ctl} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{4V_{CC}RC}$$

Lo cual nos puede resultar conveniente para generar una señal de FM, ya que la respuesta es linealmente proporcional a la tensión de control.

Cuando subimos en frecuencia y se desea un ancho de banda grande, la respuesta de un VCO simple deja de ser lineal. A modo de ejemplo, en la Figura 2.2 se muestra la respuesta de un VCO simple de banda ancha marca Hittite modelo HMC588LC4B ante la tensión de control.

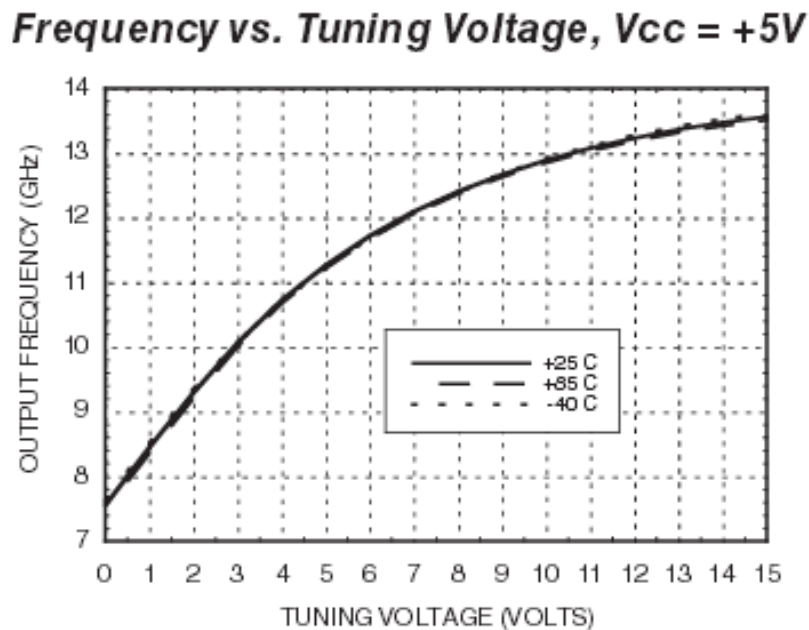


FIGURA 2.2. RESPUESTA FRECUENCIA/TENSIÓN DE CONTROL DEL VCO HMC588LC4B

En esta figura se observa que la respuesta es poco lineal, lo que implica que para conseguir un barrido lineal de frecuencia en la banda del VCO, la tensión de control tampoco puede ser lineal. Ello supone generar una señal de control “a medida del VCO”.

El ruido y la estabilidad en frecuencia son otros parámetros importantes de los VCOs. Pequeñas desviaciones en frecuencia o pérdida de sensibilidad pueden ser problemáticas en nuestro sistema. Este efecto se observa con más detalle en la respuesta del modelo HMC358MS8G de Hittite (Figura 2.3).

Los mayores inconvenientes que encontraremos a la hora de considerar estos sistemas como sistemas de generación de señal FM para nuestro radar son los anteriormente mencionados. La no linealidad de la respuesta obliga al uso de algún

sistema que compense la tensión de control o a la generación de una tensión de control compleja de forma que la salida del VCO sea un barrido lineal en frecuencia. Por otra parte, los efectos de temperatura, polarización, etc. hacen que estos sistemas sean poco estables y presenten peor ruido de fase.

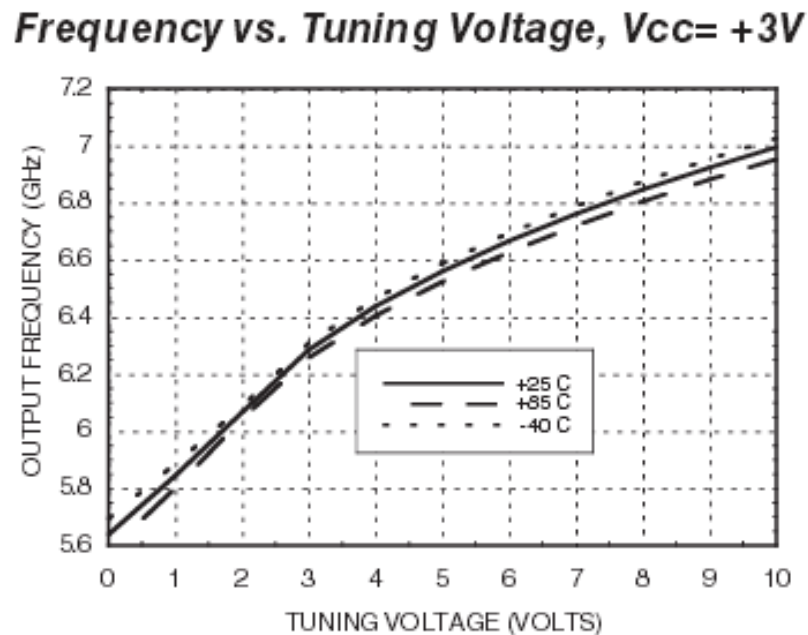


FIGURA 2.3. RESPUESTA FRECUENCIA/TENSIÓN DE CONTROL/TEMPERATURA DEL VCO HMC358MS8G

El mayor punto a favor para el uso de estos sistemas se corresponde con la sencillez en implementación y su bajo coste.

2.2. SISTEMAS BASADOS EN PLL

En este apartado se estudiará la generación de un barrido frecuencial periódico mediante el uso de un PLL (bucle enganchado en fase).

Un PLL, si bien hace uso de un VCO, su filosofía de funcionamiento es algo diferente gracias al establecimiento de un lazo de realimentación. Un PLL básico es un sistema capaz de reproducir la frecuencia que tiene a su entrada en la salida, sin embargo,

mediante el uso de divisores de frecuencia en el lazo de realimentación, podemos obtener a la salida del PLL una frecuencia múltiplo de la frecuencia de entrada [5].

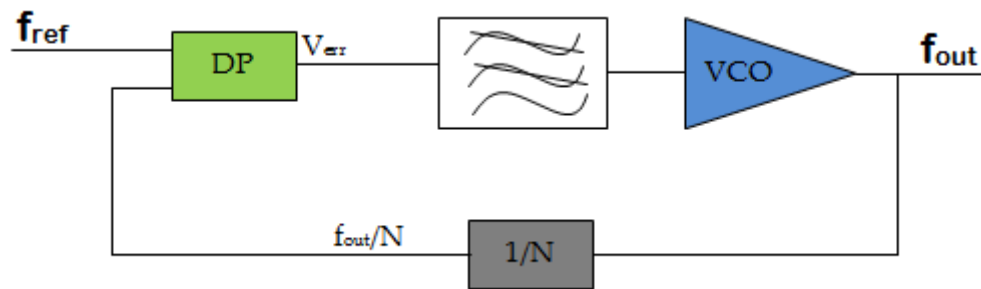


FIGURA 2.4. ESQUEMA BÁSICO DE UN PLL CON DIVISOR

El valor usado en el divisor de frecuencia del lazo se corresponde con el valor por el cual se verá multiplicada la frecuencia de referencia a la salida, de esta forma:

$$f_{out} = f_{ref} \cdot N$$

2.2.1. PLL CON DIVISOR PROGRAMABLE

El primer método que se propone para utilizar este sistema como generador de barrido se basa en utilizar una frecuencia de referencia fija (de un cristal, para tener mejor estabilidad) y utilizar un divisor de frecuencia que se pueda programar digitalmente, de forma que programaremos el valor de N siguiendo una monotonía lineal con el tiempo (barrido lineal) hasta un punto donde se reseteará y volverá a empezar (para obtener un diente de sierra). De esta forma a la salida se obtendrá el barrido deseado.

Para aplicar este método es necesario utilizar un PLL con divisor programable que permita, de alguna forma, programar el aumento en un rango determinado del valor de división. Por otra parte, es un tema crítico la resolución del divisor programable, ya que si la mínima variación del valor de N es muy alta, el barrido frecuencial se hará “a saltos”, para ello existen PLL con divisor programable **fraccional** de forma que los valores de N en lugar de ser exclusivamente enteros, pueden ser fraccionales.

2.2.2. PLL CON DDS DE REFERENCIA

El segundo método propuesto para la generación de la señal de barrido es utilizar un PLL con divisor fijo (o uno con divisor programable pero dejarlo en un valor fijo) y variar la frecuencia de referencia (f_{ref}). Si usamos un valor de divisor lo suficientemente alto, podemos generar un barrido de banda ancha en una frecuencia bastante alta a partir de una señal de referencia de baja frecuencia y banda estrecha, ya que todos los valores del barrido de frecuencias de f_{ref} se ven multiplicados por un factor N . Esta señal, además debe variar su frecuencia de forma lineal.

Esta tarea se puede realizar usando un DDS, un sintetizador digital, el cual mediante el uso de una memoria es capaz de realizar barridos frecuenciales (a baja frecuencia). Su esquema básico se observa en la Figura 2.5 [5].

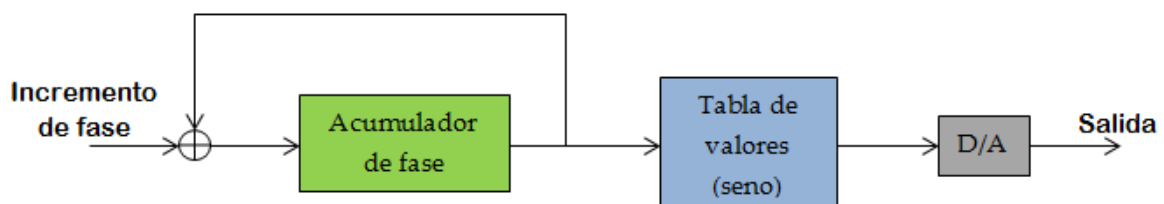


FIGURA 2.5. ESQUEMA BÁSICO DE UN DDS

En un DDS existe una memoria digital (tabla de valores) donde se almacenan los valores de un ciclo de la señal que se quiere generar (en nuestro caso, una forma de onda senoidal) y de dicha memoria se toman muestras para generar la señal con una frecuencia determinada. Si se quiere generar una frecuencia más alta se toman las muestras más separadas entre sí (el incremento de fase se toma mayor).

Los principales problemas que presentan los DDS se deben a las limitaciones de la electrónica digital, concretamente, las frecuencias de trabajo serán bajas y las señales, al ser sintetizadas, pueden presentar algunos armónicos. Centrándonos en el primer problema, tenemos que considerar que el DDS no podrá funcionar por sí mismo sin la ayuda de otro sistema si queremos generar señales a varios Giga Hertzios. Un DDS es

capaz de generar una señal hasta algunos Giga Hertzios, por ello, es ideal para utilizarlo como señal de referencia de un PLL y conseguir barridos a alta frecuencia.

2.3. VENTAJAS E INCONVENIENTES. VEREDICTO FINAL.

Las ventajas que presentan estos sistemas basados en PLL sobre el sistema en lazo abierto son bastante atractivas: Por un lado se elimina, gracias a la realimentación, los problemas de no-linealidad, lo que hace innecesario la ecualización de la señal de control. Por otro lado, la realimentación produce una auto-corrección de la señal a la salida, de forma que se trata de sistemas muy robustos ante las variaciones de temperatura o cualquier otra perturbación; manteniendo además un buen ruido de fase.

El principal inconveniente del uso de estos sistemas es que son más complejos en su funcionamiento y más caros, sin embargo, por las anteriores ventajas se considerarán estos sistemas en el estudio práctico que sigue.

3. SISTEMAS COMERCIALES DE GENERACIÓN BASADOS EN PLL

Habiendo determinado teóricamente que el mejor método para generar la señal de RF de un radar FMICW es mediante el uso de un PLL, a continuación se estudiarán las características (en términos de estabilidad de la señal, espurios, etc...) de un PLL real, tanto realizando un barrido variando su divisor (Apartado 2.2.1) como con un DDS de referencia (Apartado 2.2.2).

El modelo elegido para este estudio es el HMC778LP6CE de Hittite , el cual cuenta con una banda de trabajo entre 9,6 y 10,8 GHz, dispone de una interfaz serie mediante la cual se puede programar varias funciones integradas en el chip, entre ellas un barrido de

frecuencia en diente de sierra. No dispone de filtro de lazo, de forma que su implementación depende de la elección del usuario [6].

El PLL se ha obtenido con una placa de evaluación, de forma que ya dispone de todos los elementos necesarios para su operación, incluyendo el filtro de lazo (activo, con posibilidad de usarlo en pasivo) y una interfaz de programación por el puerto serie del chip que se puede controlar mediante otra interfaz serie-usb y un software para ordenador que permite la operación de las diferentes funciones del PLL.

3.1. PLL CON DIVISOR FRACCIONAL

Este PLL incluye un divisor programable que permite, como ya habíamos indicado, automatizar el funcionamiento del PLL, de forma que, con ello se pueda avanzar poco a poco en frecuencia (a “ritmo” de un trigger) para conseguir un barrido frecuencial. El hecho de que el divisor sea fraccional permite, con un cristal de una frecuencia más o menos elevada (50 MHz) obtener a la salida múltiplos no enteros de su valor, lo que nos permite barridos con mucha resolución, característica deseable en un generador de radar FM.

Concretamente el modelo HMC778LP6CE tiene el esquema interno mostrado en la Figura 3.1.

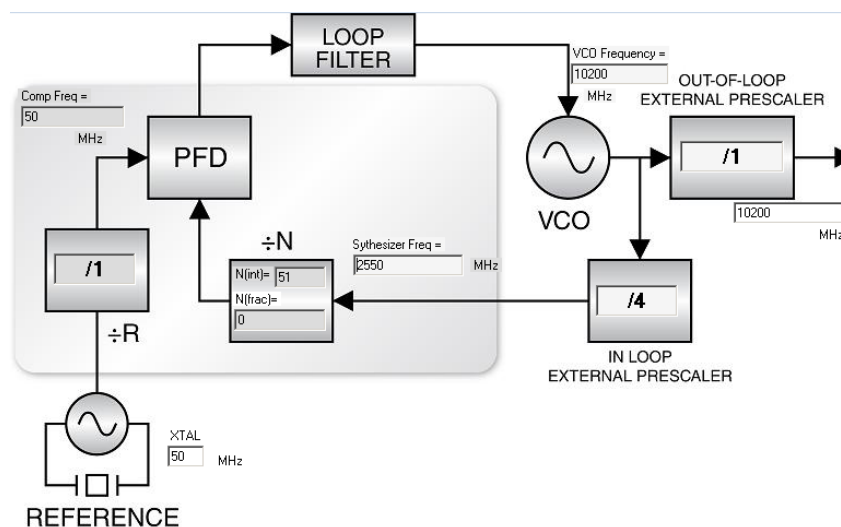


FIGURA 3.1. ESQUEMA DEL PLL HMC778LP6CE

Se observa que existe, en el lazo de realimentación, un divisor fijo de 4, de forma que en principio tenemos una frecuencia mínima a la salida de 200 MHz ($50 \text{ MHz} \cdot 4$), sin embargo, debido a la banda de trabajo del PLL y los valores proporcionados por el fabricante, nos encontramos ante un sistema que funciona entre los 9,6 y los 10,8 GHz.

Este modelo dispone de una placa de evaluación que incluye interfaz USB para la programación de los registros del microprocesador interno (donde se pueden especificar barridos frecuenciales, etc...) y un software desarrollado por Hittite (Hittite PLL Eval Software) que proporciona una interfaz sencilla para configurar el PLL.

Tras leer el datasheet y entender la función de cada uno de los registros, se ha procedido a la generación de varios archivos de configuración de los registros para generar diferentes barridos con diferente resolución (en número de puntos), diferente frecuencia central y ancho de banda. Los archivos de configuración tienen una sintaxis como la que se muestra en la Figura 3.2.

```
REVISION 3.1.7.0
REG 0 97370
REG 1 2
REG 2 1
REG 3 33
REG 4 0
REG 5 1
REG 6 953E
REG 7 85D
REG 8 36FFF
REG 9 1FFFFFF
REG A 0
REG B 1E070
REG C 19
REG D 0
REG E 0
REG F 1
REG 11 0
REG 12 3
REG 13 1259
```

FIGURA 3.2. EJEMPLO DE ARCHIVO DE CONFIGURACIÓN DE HITTITE PLL EVAL. SOFTWARE

Se observa en la Figura 3.2 que los archivos de configuración constan exclusivamente de un nombre de registro y el valor asociado en Hexadecimal, calculado a partir del datasheet dependiendo de la función que queramos que cumpla el PLL.

En cuanto a los barridos, este PLL tiene varias configuraciones al respecto, las más versátiles corresponden a un barrido con una forma de onda triangular simétrica, donde se pueden configurar señales de trigger que facilitan su implementación; sin embargo, también dispone de dos funciones de barrido con señal en diente de sierra, una opción con un trigger por cada salto en frecuencia y otra opción con un trigger al principio y al final de cada rampa.

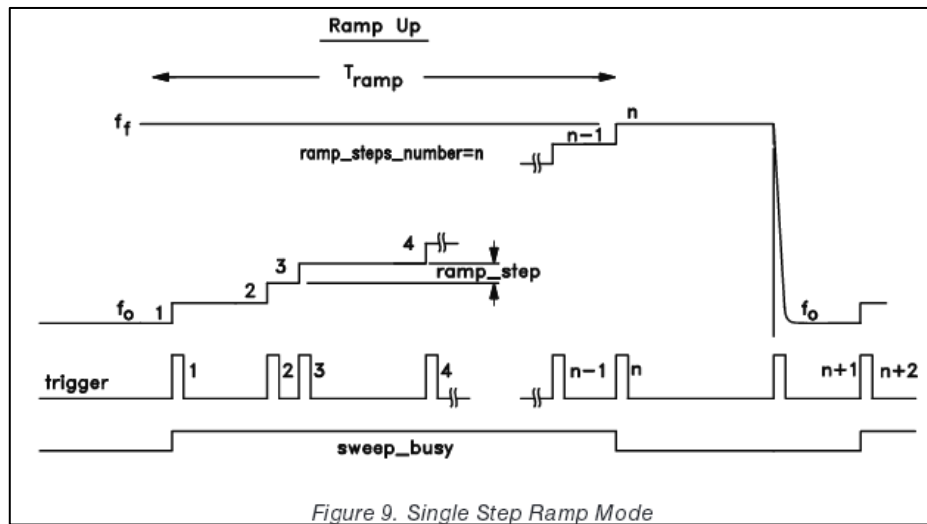


FIGURA 3.3. TRIGGER POR PASO DEL BARRIDO. IMAGEN EXTRAÍDA DEL DATASHEET

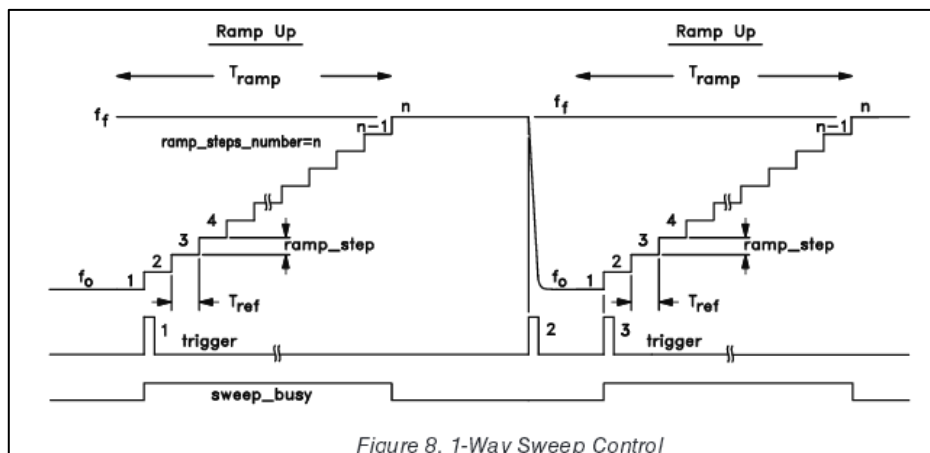


FIGURA 3.4. TRIGGER AL INICIO Y AL FINAL DE CADA RAMPA. IMAGEN EXTRAÍDA DEL DATASHEET

La señal de trigger por cada paso del barrido es mucho más sencilla de generar (se puede hacer mediante un reloj simple) y permite mayor flexibilidad a la hora de configurar la frecuencia fm de la rampa (señal moduladora), lo cual es una característica deseable en un radar FM pues esto influye en el alcance.

Antes que nada, con el fin de medir la máxima frecuencia de moduladora que soporta nuestro sistema, la frecuencia de repetición de los barridos (ancho de banda del PLL), usando el filtro activo, se ha conformado el esquema mostrado en la Figura 3.5 [7,8].

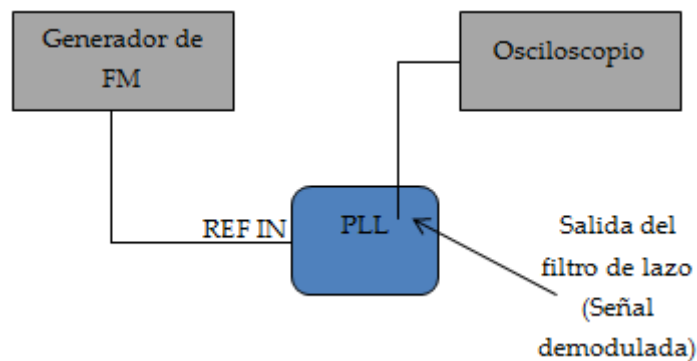


FIGURA 3.5. MONTAJE REALIZADO PARA MEDIR EL ANCHO DE BANDA DEL PLL

Donde se ha introducido una señal de 50 MHz modulada por un tono (la frecuencia del cristal de referencia interno se ha desactivado) en la entrada de referencia externa. Se ha ido aumentando la frecuencia de modulación hasta el punto en el que la amplitud de la señal demodulada por el PLL cae a 3 dB en potencia ($1/\sqrt{2}$ en tensión) con respecto a la que se observa en baja frecuencia. La frecuencia límite de la moduladora en este caso determina el ancho de banda del PLL. El ancho de banda que se ha medido es de 200 KHz. Como, en principio, configuraremos barridos con una frecuencia de 2 KHz, no supondrá un problema este valor [7].

Para generar la señal de trigger, la ecuación mediante la cual podemos calcular el número de puntos deseado con el fin de obtener una fm determinada es la siguiente:

$$\frac{Freq_{trig}}{f_m} = NumPuntos$$

Si deseamos una señal moduladora con fm de 2KHz con una señal de reloj de 10 MHz necesitaremos una rampa con 5000 puntos. Para el cálculo de los valores de los registros que hay que poner para obtener una rampa de 5000 puntos entre dos frecuencias determinadas se ha configurado un archivo EXCEL donde se determina la frecuencia central, el ancho de banda deseado y el número de puntos y calcula rápidamente el valor que hay que poner en los registros implicados en esta configuración, lo que ha ayudado a la eficiencia y rapidez en los cálculos.

Registro	R 03	R 04	R 0A	R 0C	R 0D	R 0E			
Valor Dec.	50	0	1342	51	16772784				
Valor Hex.						803FBE			
							f central (MHz) =	10200	
							Bandwidth (MHz) =	400	
							Número de puntos =	25000	
								Deseado	Real
							From (MHz)	10000	10000
							To (MHz)	10400	10399,9472
								Deseado	Real
							Ninit	50	50
							Nfin	52	51,9997358

FIGURA 3.6. HOJA EXCEL REALIZADA PARA CALCULAR LOS VALORES DE LOS REGISTROS

Con esto se ha definido un archivo de configuración para un barrido en 10,2 GHz de 400 MHz de ancho de banda con 5000 puntos. Se ha realizado un montaje de radar CWFM con el fin de medir los parámetros de la señal de FI utilizando este sistema de generación, en el que se ha usado un trigger de 10 MHz. El montaje que se ha realizado es el mostrado en la Figura 3.7 y 3.8, donde hemos utilizado un receptor I/Q (down-converter) modelo HMC908LC5 de Hittite para obtener la señal de FI [9].

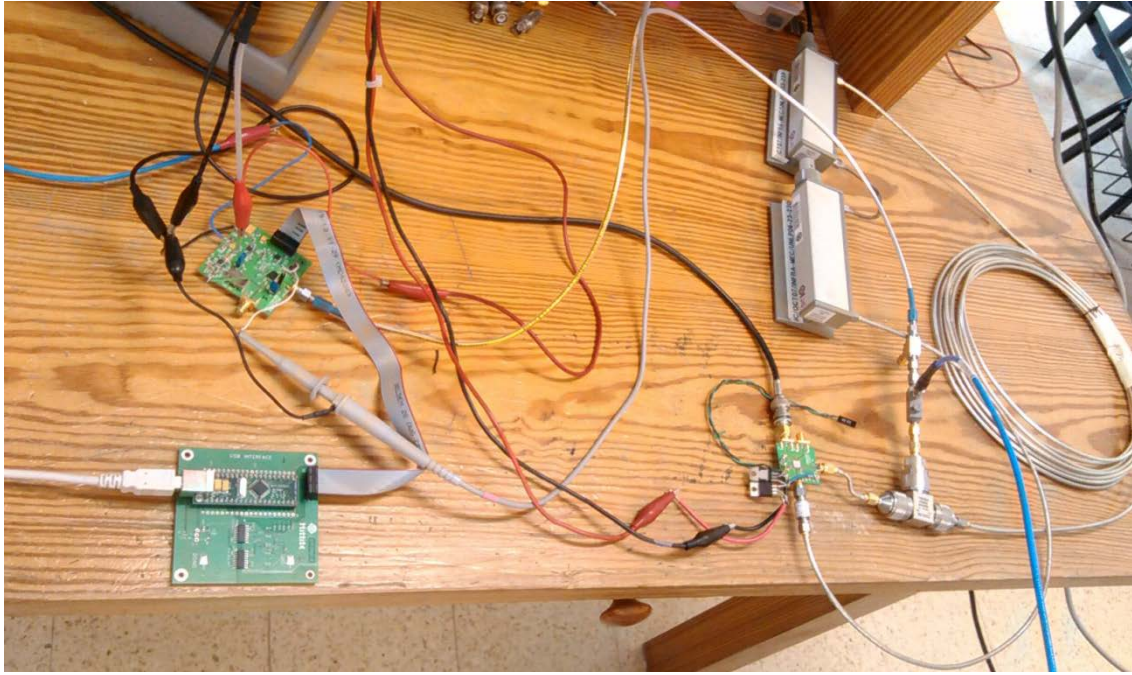


FIGURA 3.7. FOTO DEL MONTAJE REALIZADO PARA BARRIDO PASO A PASO DEL PLL

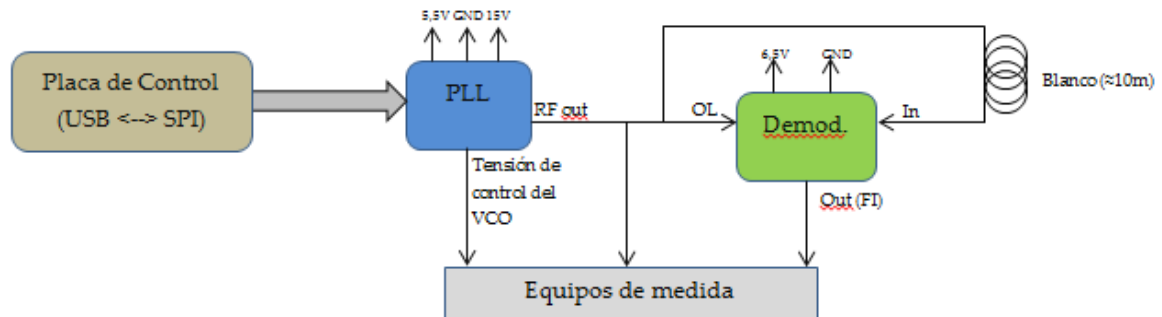


FIGURA 3.8. ESQUEMA DEL MONTAJE REALIZADO PARA BARRIDO PASO A PASO DEL PLL

Se ha conectado la salida de la placa de evaluación a un analizador de espectros para comprobar que el barrido es adecuado y a un receptor con un blanco (simulado con un cable) para obtener la señal de FI típica de un radar CWFM. En definitiva, se ha realizado el montaje de un radar CWFM con el fin de evaluar la calidad de la señal demodulada y determinar la pureza del tono demodulado en cada rampa analizando los espurios, glitches y demás distorsiones de la señal.

Primero, se han realizado diferentes mediciones con el analizador de espectro que nos determinan la calidad de la señal de barrido del radar en estática. Para ello se han

cargado diferentes barridos de alta resolución (100000 puntos) en diferentes frecuencias y con diferentes anchos de banda y se ha detenido el trigger en puntos arbitrarios al principio, medio y final del barrido para observar la portadora existente en dichos puntos y determinar la calidad del tono que se está emitiendo. Para los 6 barridos realizados, de los que se han extraído un total de 18 imágenes (Anexo I), se observa que por norma general, el aspecto de los tonos con los que se realiza el barrido es bastante limpio, un ejemplo se recoge en la Figura 3.9.

No se observan espurios en las medidas realizadas con frecuencia fija de portadora. Sin embargo, en una de las imágenes obtenidas, debido a que se ha detenido el trigger en un valor de división fraccional, se ha observado unas señales espurias a 122 KHz del tono fundamental, a 41 dBc. Dicha imagen se muestra en la Figura 3.10.

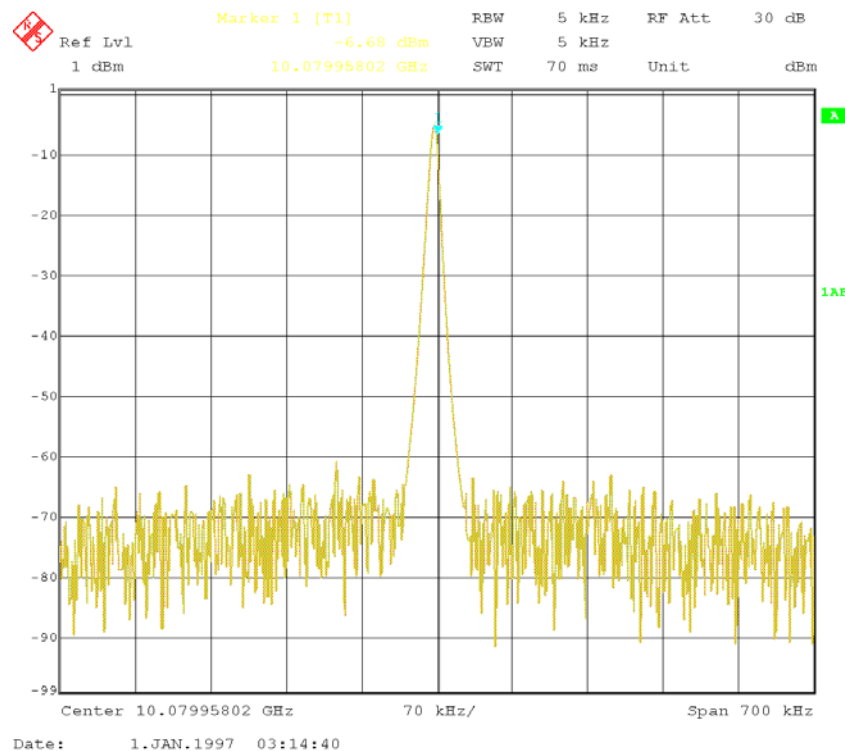


FIGURA 3.9. ASPECTO TÍPICO DE LA PORTADORA GENERADA POR EL PLL EN UN PROCESO DE BARRIDO.

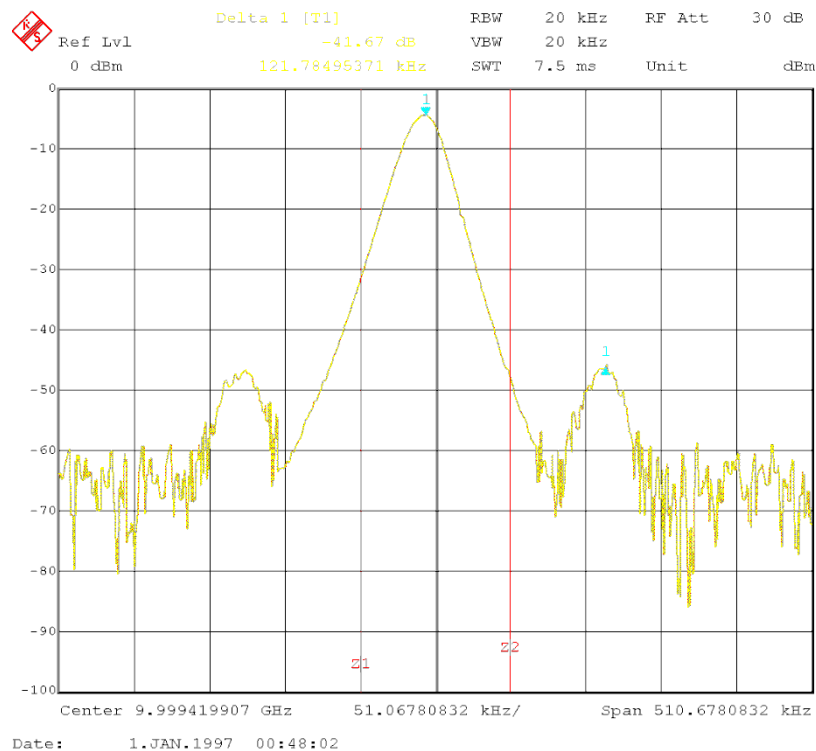


FIGURA 3.10. ASPECTO INUSUAL DE LA PORTADORA GENERADA POR EL PLL

Podemos determinar que, por norma general, el barrido consta de señales bastante limpias.

Con este montaje se ha observado la señal de FI en el osciloscopio y la señal a la entrada del VCO de la placa de evaluación (V_{ctl}), la cual se ha obtenido utilizando una sonda (Figura 3.11).

La señal de FI vista en el osciloscopio presenta inconvenientes que provocarán problemas a la hora de determinar los blancos. Se observa (Figura 3.12) que las rampas de la moduladora se curvan debido a un enganche inadecuado y en diversos puntos se observa una señal de FI que no corresponde con un tono a una frecuencia fija, lo que nos causaría falsas alarmas.

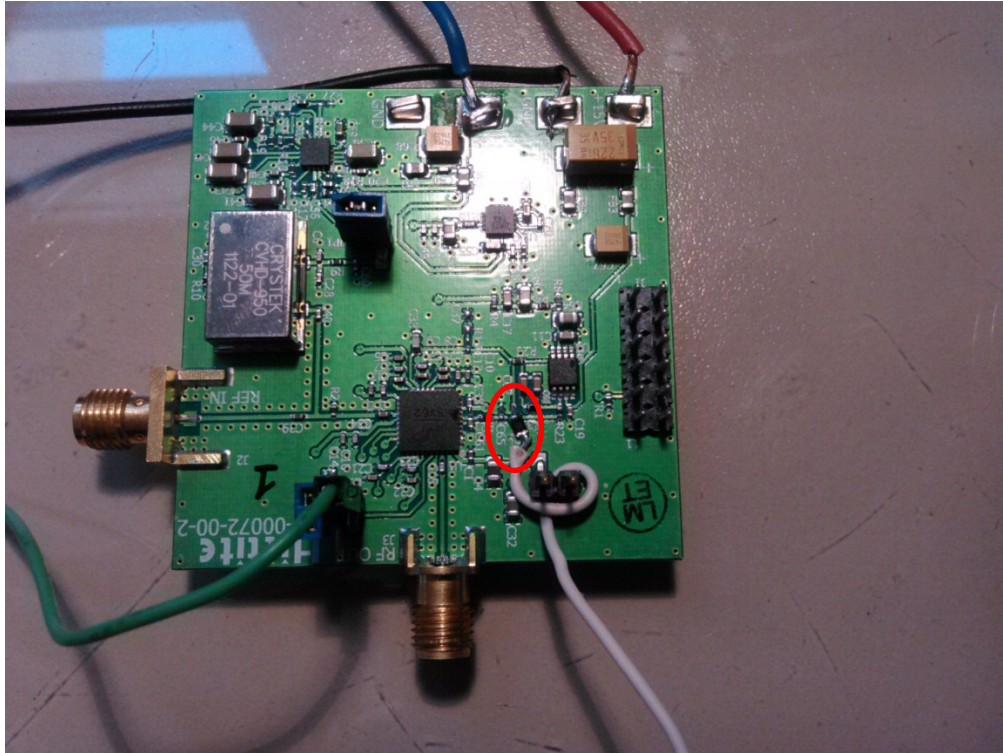


FIGURA 3.11. SOLDADO DE UNA Sonda PARA OBSERVAR LA VCTL DEL PLL

Para intentar arreglar este problema, se ha generado una señal moduladora de 2KHz, pero disminuyendo el número de puntos a 2500, lo que nos permite bajar la frecuencia de trigger de 10 MHz a 5MHz. Con esta velocidad de trigger, a pesar de que el salto frecuencial es más bruto (aumentamos el salto en Hz por trigger), se observa una clara mejoría en la señal de FI (el propio osciloscopio la dispara con mayor precisión, lo que denota una desaparición de ciertos glitches).

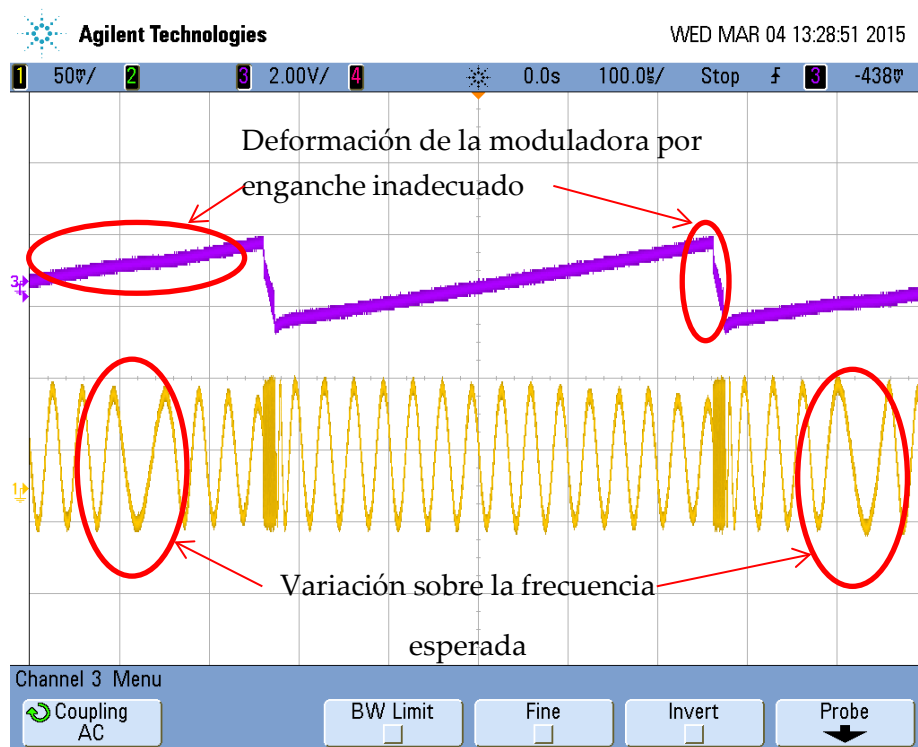


FIGURA 3.12. PROBLEMAS OBSERVADOS EN LAS SEÑALES DEL RADAR DEBIDO A DESENGANCHE

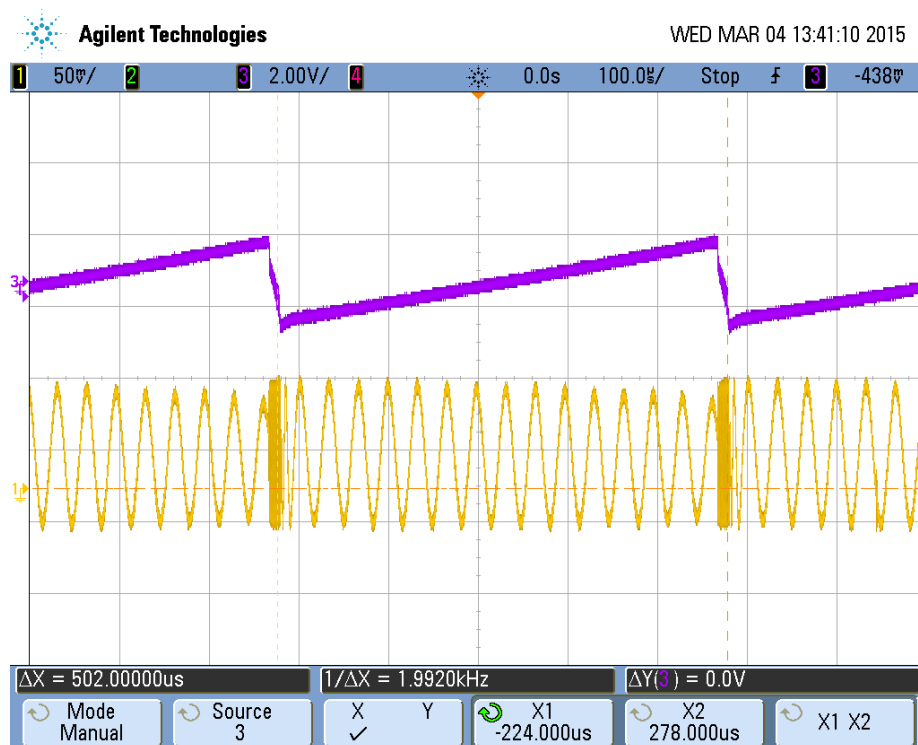


FIGURA 3.13. BARRIDO DE FRECUENCIA DE 2500 PUNTOS Y FI OBTENIDA

Uno de los problemas que inicialmente nos preocupaba era que hemos reducido de 5000 puntos a 2500 puntos. Si reducimos a la mitad el número de puntos, la resolución

del radar también disminuye. Dos blancos que estén muy cercanos se detectarán en un mismo “escalón” del barrido con mayor probabilidad si usamos 2500 puntos que si usamos 5000 puntos.

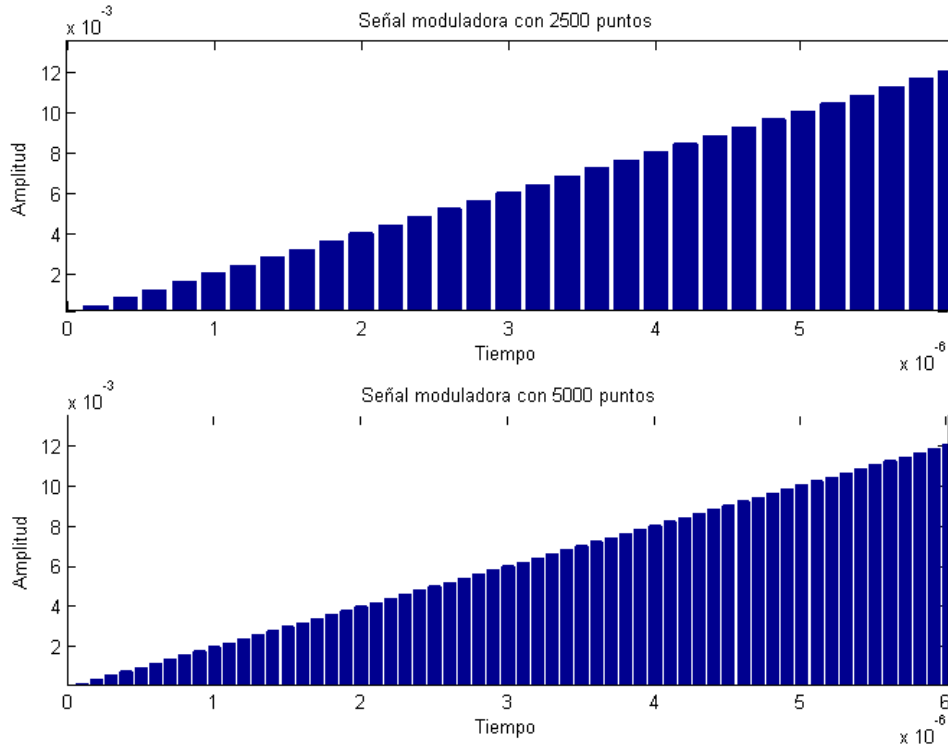


FIGURA 3.14. RESOLUCIÓN DEL BARRIDO

Esto implicaría, concretamente, que si hacemos un barrido de 5000 puntos con un trigger de 10 MHz, entre cada salto del barrido pasarán solamente:

$$T_{trigger} = \frac{1}{f_{trigger}} = \frac{1}{10 \cdot 10^6} = 100 \text{ nseg}$$

Por tanto, podríamos pensar que dos blancos que se encuentren tan cerca que su diferencia de distancia para el radar sea de 100 nseg, serán detectados en el mismo punto. Teniendo en cuenta que esto se corresponde con el tiempo que la señal llega a un blanco, se refleja sobre él y vuelve (a la velocidad de la luz), este tiempo entre pasos del barrido se traducirá en una resolución:

$$Distancia_{de\ ambigüedad} = \frac{T_{trigger} \cdot c}{2} = \frac{100 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^8}{2} = 15 \text{ metros}$$

Con lo que blancos que disten entre sí 15 metros o menos se podrán detectar en la misma posición.

Obviamente, si hacemos un barrido con menos puntos y un trigger más lento, la resolución disminuirá de forma proporcional y la distancia de ambigüedad aumentará de forma proporcional.

También hay una cierta resolución en el eje vertical, que se explica teniendo en cuenta que la mínima diferencia de frecuencias que puede haber para un blanco concreto en la señal de FI corresponde con el salto frecuencial en Hz. Cuando se hace la mezcla de la señal generada con la que se recibe de la antena, al tratarse de señales “a saltos” la mezcla consistirá siempre en una señal de frecuencia múltiplo del salto frecuencial.

Si tenemos un barrido de 5000 puntos para un ancho de banda de 400 MHz con una señal moduladora de 2KHz, en cada paso del barrido se realizará un salto de:

$$Salto_{freq} = \frac{400 \cdot 10^6}{5000} = 80 \text{ KHz}$$

Por tanto, la mezcla de la señal reflejada en el blanco con la señal generada (FI) será tal que el blanco más cercano que se detectará corresponderá con una frecuencia de 80 KHz (ignorando blancos muy cercanos al sistema, que se detectarán en el mismo “escalón del barrido” y no se detectarán porque la mezcla es de 0 Hz y considerando que no tenemos efecto doppler (blanco fijo)). Para esta FI, a partir de la ecuación característica del rango en un sistema radar CWFM se puede calcular la distancia que se detectará al blanco:

$$R = \frac{c \cdot fb}{4 \cdot \Delta f \cdot fm} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 80 \cdot 10^3}{4 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 2000} = 7,5 \text{ m}$$

Con lo que los blancos se detectarían siempre en múltiplos de 7,5 metros de distancia. Para este caso, considerando que la distancia de ambigüedad que habíamos calculado anteriormente es de 15m, podríamos considerar que el límite global del sistema es de 15 metros entre los blancos, de forma que dos blancos que disten entre sí menos de 15m se detectarán en el mismo punto y las posibles distancias en las que se podrían detectar blancos son múltiplos de 7,5 metros.

Sin embargo, anteriormente habíamos medido el ancho de banda del PLL, siendo éste de 200 KHz. Esto implica que el PLL no es capaz de seguir estos saltos frecuenciales (a frecuencias de MHz) como escalones perfectos, sino que los filtra y los sigue de una forma cuasi-lineal. Por esto estas estimaciones son irrelevantes.

Sin embargo, el aspecto visual de la señal, aunque útil para determinar la existencia de errores graves en la señal, no nos es útil para determinar si se trata de una señal realmente limpia y lista para su uso en un radar real. Para esta tarea debemos observar la señal de FI en un analizador de espectros.

Para evaluar la señal de FI en un periodo de moduladora, se ha utilizado una tarjeta GAGE con formato PCI para un ordenador con entradas BNC que permiten medir señales. La tarjeta GAGE dispone de una característica muy atractiva, que es la capacidad de definir cuántas muestras se quieren observar de la señal antes y después del evento de trigger. De esta forma introducimos la rampa moduladora en uno de los canales de la tarjeta GAGE y disparamos con ella y en el otro canal introducimos la señal de FI demodulada. Como la rampa moduladora tiene un nivel de continua de 4V y la tarjeta GAGE no soporta esto, colocamos en serie con la salida de moduladora que habíamos soldado previamente un condensador que elimina el nivel de continua a costa de deformar levemente la señal de moduladora.

Con las señales en pantalla (usando el software provisto por GAGE, que es como un osciloscopio), se configura el número de muestras por segundo de la señal a uno suficientemente elevado para detectar incluso las frecuencias más elevadas de la señal de FI y se configuran el número de muestra pre-trigger y post-trigger para que lo que se observe en la pantalla sea únicamente el periodo de subida de la rampa de moduladora y, en el otro canal, el tono que determina el rango al blanco sin errores (Figura 3.15).

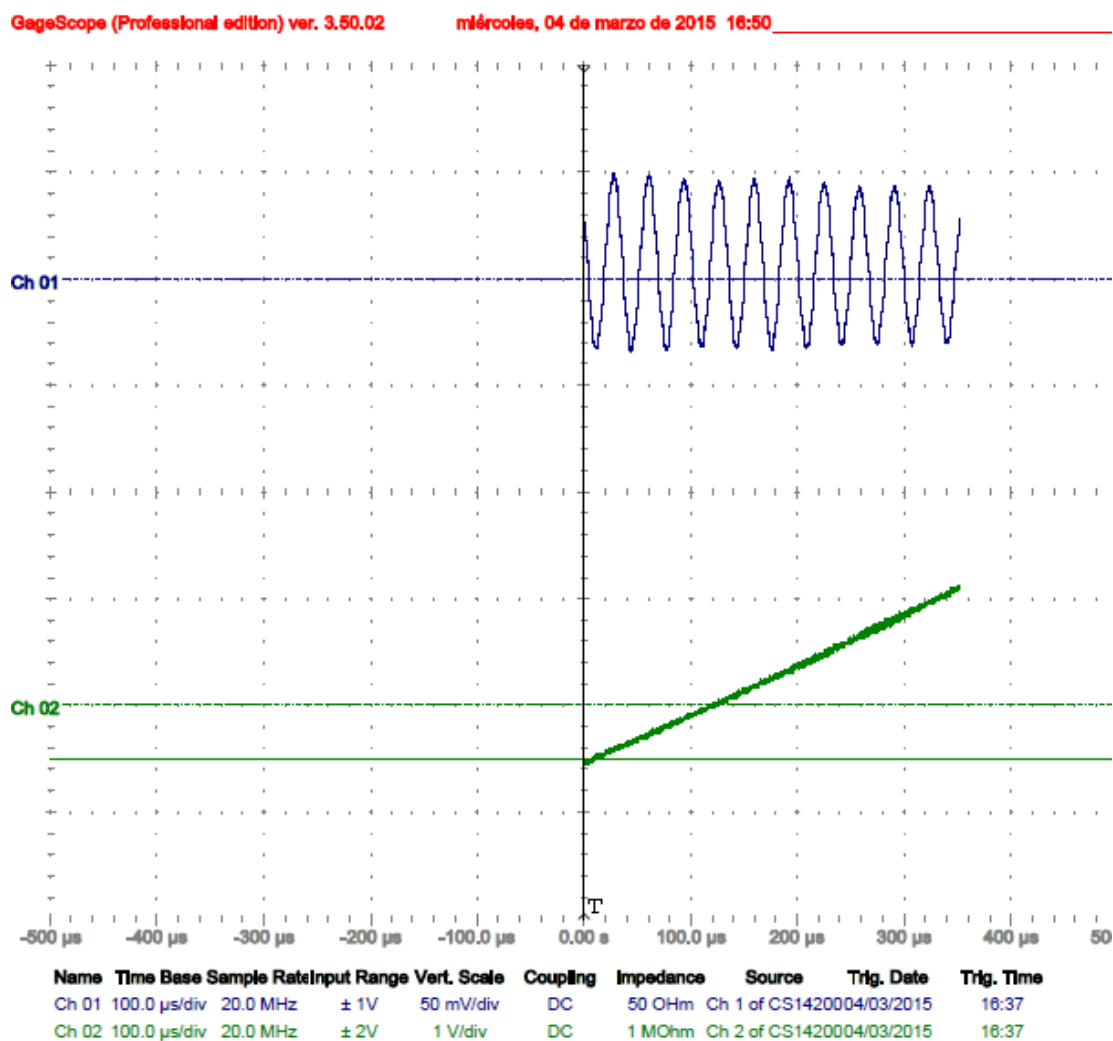


FIGURA 3.15. SEÑAL DE FI MEDIDA DURANTE EL TRAMO DE SUBIDA DEL BARRIDO DE MODULADORA

Además, el software de la placa GAGE permite hacer una FFT de las señales que se están capturando. La FFT es ideal para realizarla sobre el canal 1 porque en principio obtendremos un espectro similar al del seno que se observa en la imagen anterior pero repetido hasta el infinito, que es exactamente lo que queremos evaluar para saber si se trata de una señal adecuada. Como el número de muestras por segundo de las señales es muy elevado, obtendremos un espectro hasta valores muy altos de frecuencia (hemos decidido evaluar hasta 10 MHz), en los cuales no se observa ninguna anomalía, salvo por un detalle que puede incordiar mucho en las mediciones, y es que la señal de trigger (de 5 MHz) aparece como un espurio en la señal demodulada (Figura 3.16 y 3.17).

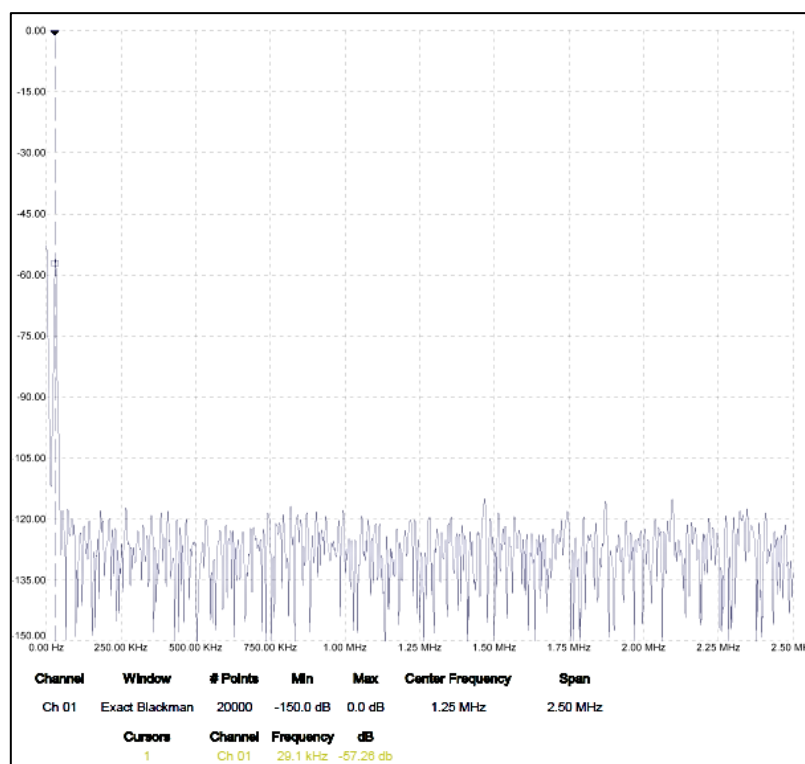


FIGURA 3.16. ESPECTRO DE LA SEÑAL DE FI HASTA 2,5 MHz. CURSOR EN LA SEÑAL DESEADA DE FI.

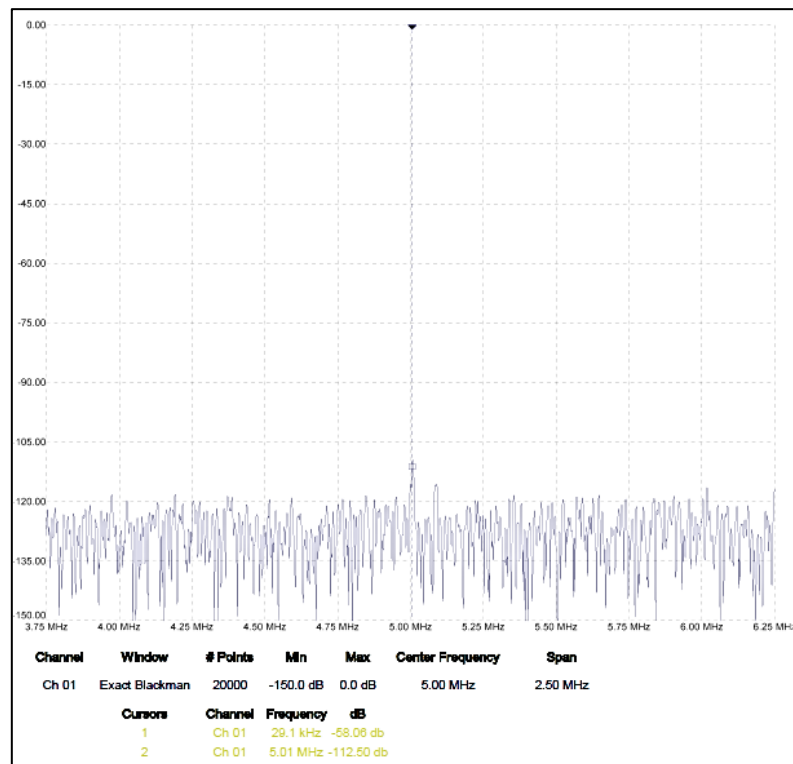


FIGURA 3.17. ESPECTRO DE LA SEÑAL DE FI ENTRE 3,75 MHz Y 6,25 MHz. CURSORES EN LA SEÑAL DESEADA Y LA SEÑAL INDESEADA DE 5 MHz

Con el fin de enriquecer más el estudio de este método, y observando que el problemas que presenta el uso del PLL con divisor programable es el espurio de la frecuencia de conmutación, se ha probado el segundo método de disparo para la señal moduladora: El trigger al inicio y final de cada rampa. Para este método, en concordancia con lo que se especifica en el datasheet del dispositivo, la señal que dispara el salto frecuencial en el PLL es la propia frecuencia de la referencia, es decir, en el caso de la placa de evaluación, 50 MHz. Es deseable este método porque, aunque la señal de trigger es más difícil de generar, se podría esperar que al usar 50 MHz en el salto de frecuencias se pueda usar un número más elevado de puntos para el barrido (alcanzando mejor resolución) y un espectro de FI libre de espúrios hasta los 50 MHz.

Para analizar este comportamiento se ha generado una señal de trigger acorde a las especificaciones del Datasheet, dos pulsos separados $35\ \mu\text{s}$ disparan el final del barrido y el inicio del siguiente barrido respectivamente, luego se guarda un periodo de silencio de 0,5 ms para permitir un barrido de 2KHz. Se configura el PLL para que haga un barrido con trigger de 50 MHz de 2KHz, lo que implica un uso de 25000 puntos.

La señal de trigger se ha generado mediante un generador de onda arbitraria 33220A de Agilent en el que se ha volcado en su memoria interna (mediante una conexión LAN) la forma de onda generada usando el software VEE Student de Agilent.

El aspecto de la señal de barrido generada con este método es el observado en la Figura 3.18, mostrándose en la misma la tensión de control del PLL en morado y la señal de trigger generada superpuesta en amarillo.

Finalmente, en la Figura 3.19, se observa el espectro de la señal de FI obtenido, comprobando que no existen espúrios en 5 MHz como ocurría con el anterior trigger.

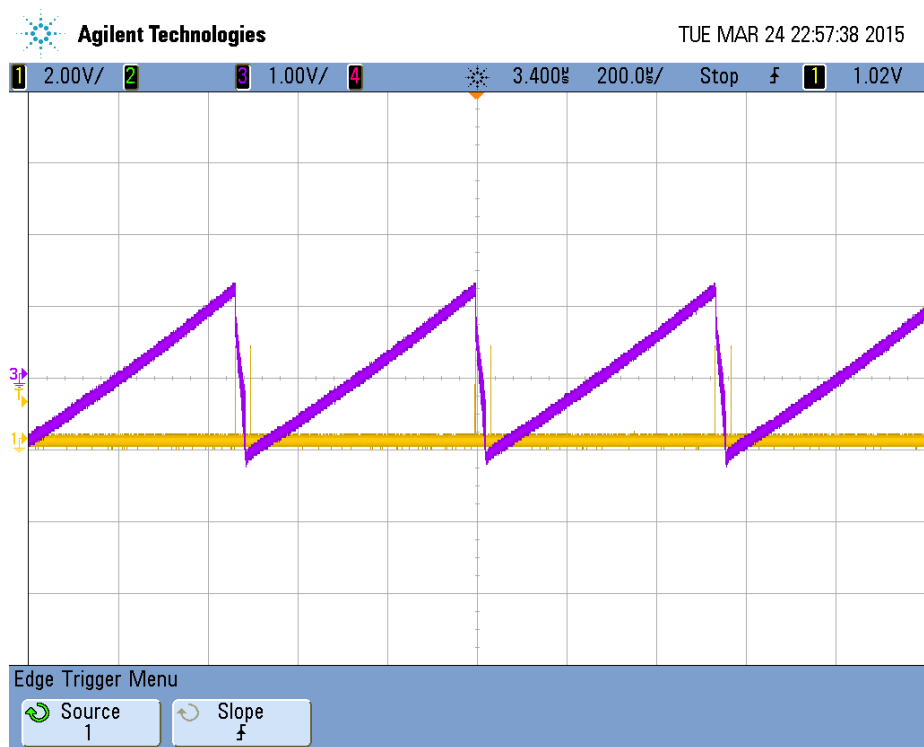


FIGURA 3.18. SEÑALES DE TRIGGER DEL PLL Y VCTL PARA UN BARRIDO AUTOMÁTICO

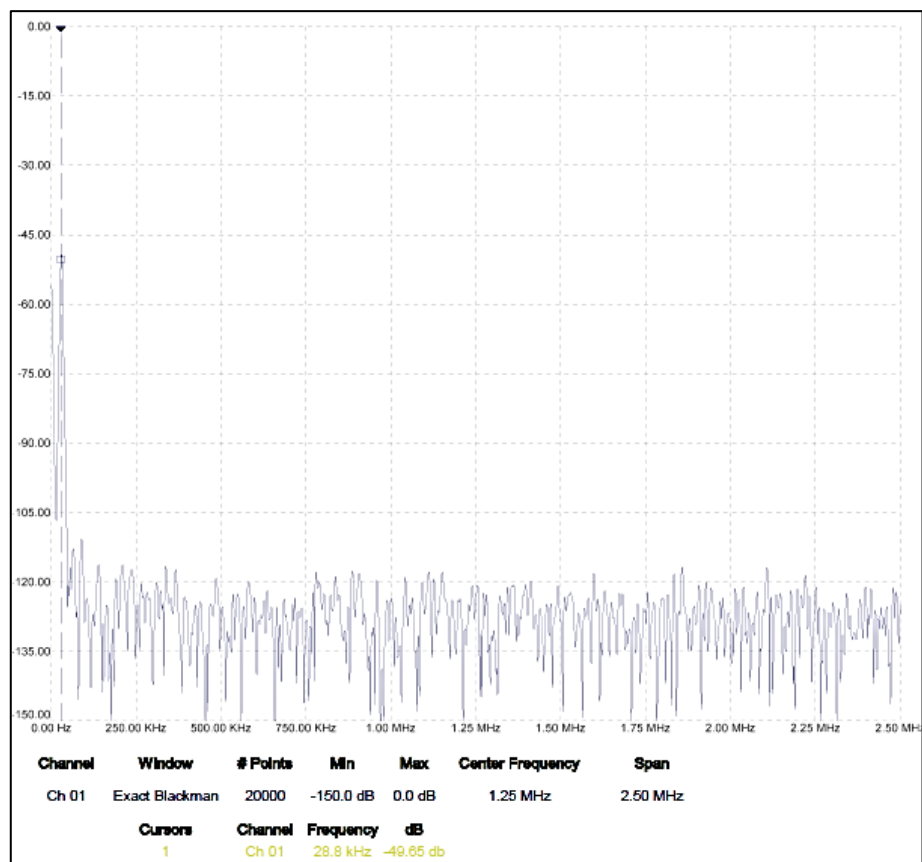


FIGURA 3.19. SEÑAL DE FI DEL RADAR CON EL PLL EN MODO BARRIDO AUTOMÁTICO

3.2. PLL CON DDS

La segunda parte de nuestro análisis corresponde con otro sistema generador de la señal de RF. Nuestro objetivo es generar una señal de RF lo más parecido posible a la generada en el paso anterior pero en este caso, se usará un DDS como generador de la señal de referencia del PLL. De esta forma, en vez de variar el divisor programable, se variará la referencia mediante un DDS y el PLL actuará como multiplicador de frecuencia.

Concretamente, se ha utilizado un DDS ya disponible en el Grupo de Ingeniería de Comunicaciones de un proyecto anterior. El esquema básico del DDS es el mostrado en la Figura 3.20.

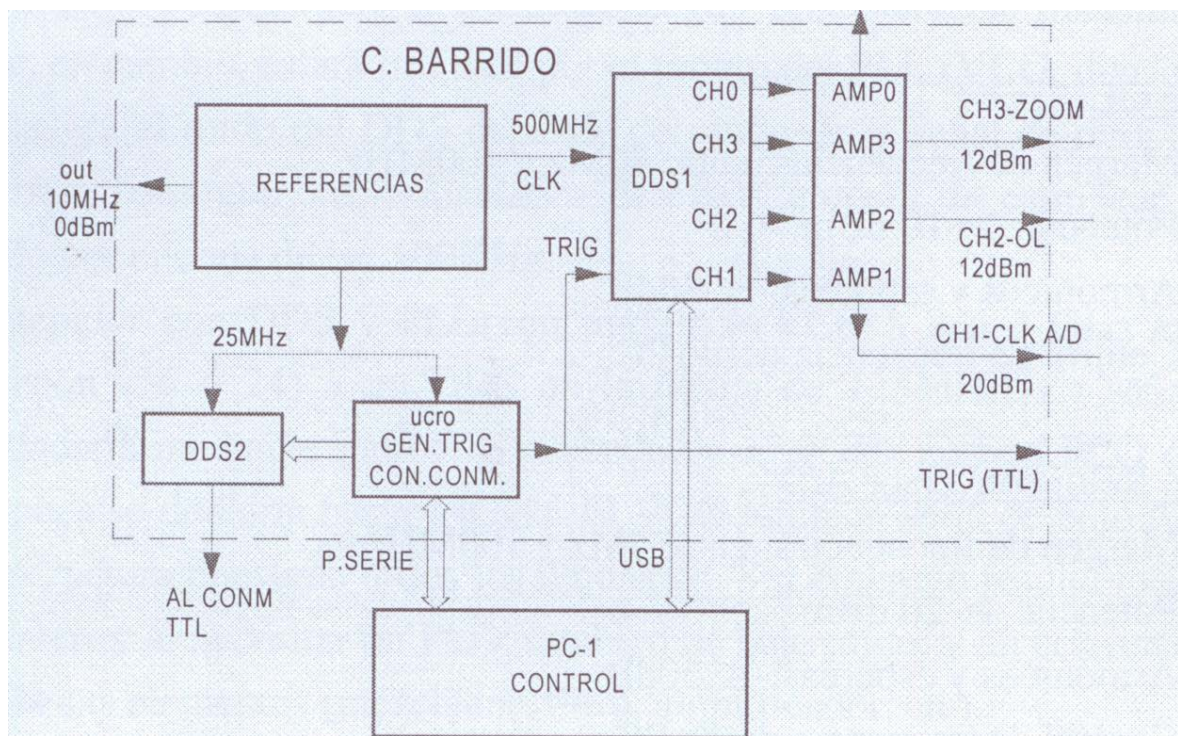


FIGURA 3.20. ESQUEMA DEL DDS UTILIZADO

Donde se observa que se dispone de una placa donde se generan una serie de referencias (a partir de un cristal de 500 MHz al que se le aplican divisores) y cuya finalidad es sincronizar todos los sistemas del DDS.

Por otra parte disponemos de un microprocesador que se encarga de generar una señal de trigger que indica el tramo de subida de la rampa de barrido y el tramo de bajada de la misma, de forma que se puede configurar fácilmente el ciclo de trabajo de la señal moduladora (cosa que no podíamos hacer en el sistema con el PLL solamente). El microprocesador está conectado a un PC mediante un puerto COM.

Para configurarlo se usa un software de comunicación por puerto serie llamado OC-Console, configurando el protocolo de comunicación. Para ello el microprocesador ya está convenientemente programado para responder con un protocolo dado al puerto serie, ofreciendo al usuario un menú de configuración sencillo (Figura 3.21).

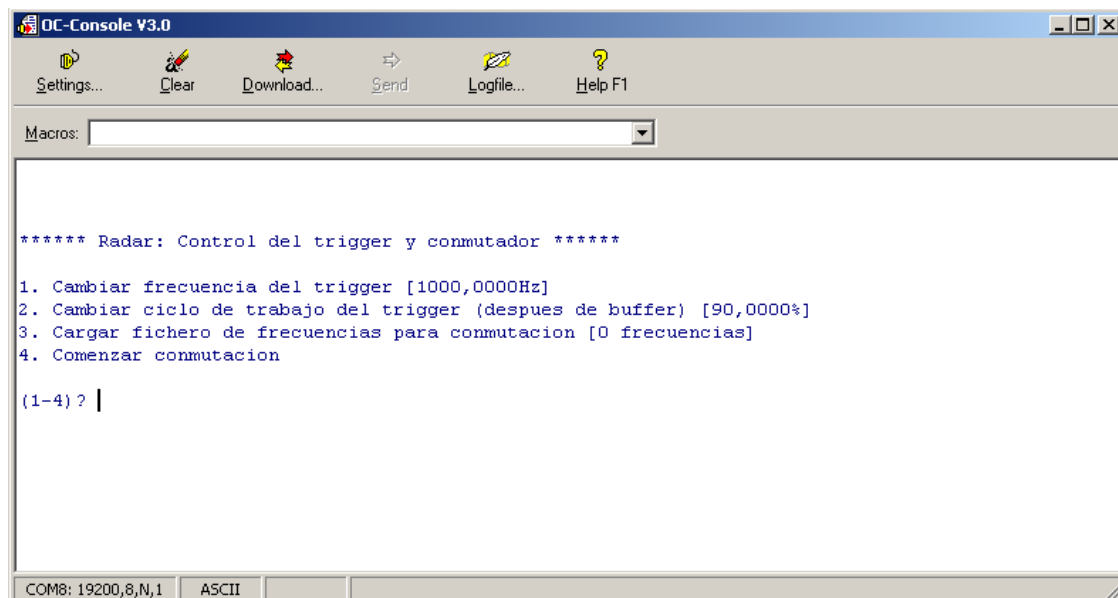


FIGURA 3.21. MENÚ DE CONFIGURACIÓN DEL MICROPROCESADOR

Por otra parte tenemos el DDS aislado, el cual genera a partir del trigger del microprocesador y los datos que se le comunican directamente por puerto USB desde el ordenador; la señal modulada que se precise. Dispone de 4 canales independientes que pueden generar diferentes señales a la vez y cada canal está amplificado de forma independiente para ofrecer señales de diferente amplitud. El control del DDS por el puerto USB se hace utilizando un software desarrollado por el fabricante del mismo (Analog Devices) (Figura 3.22).

Se ha calculado que el DDS deberá sintetizar una señal de barrido entre 100 y 104 MHz la cual se conectará como señal de referencia para el PLL usado en la anterior parte. Teniendo en cuenta que:

$$f_{out} = f_{ref} \cdot Div$$

Si en vez de variar el divisor, lo dejamos fijo en 100 (25 teniendo en cuenta el predivisor por 4) y el barrido va entre los valores indicados anteriormente, obtenemos una señal a la salida que va desde 10 GHz hasta 10,4 GHz, que es lo que buscamos para poder comparar su rendimiento con el análisis anterior.

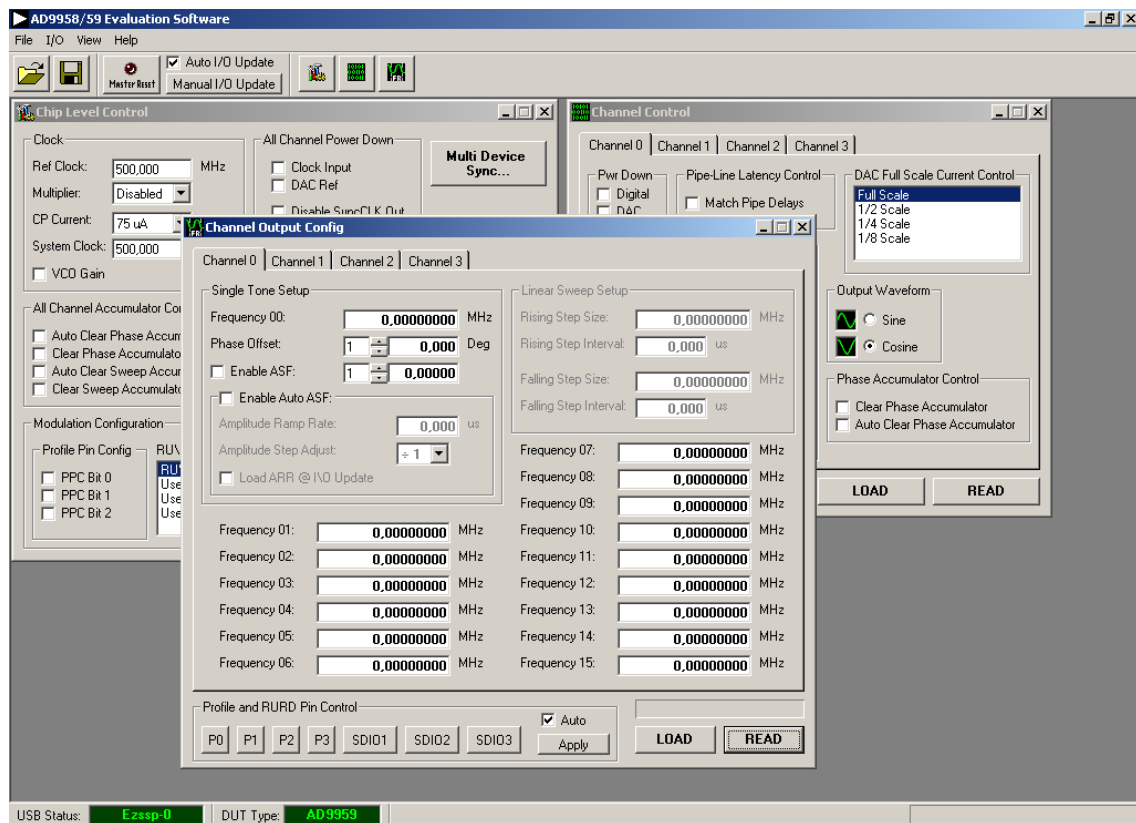


FIGURA 3.22. SOFTWARE DE CONFIGURACIÓN DEL DDS

El montaje final queda como se muestra en las Figuras 3.23 y 3.24.

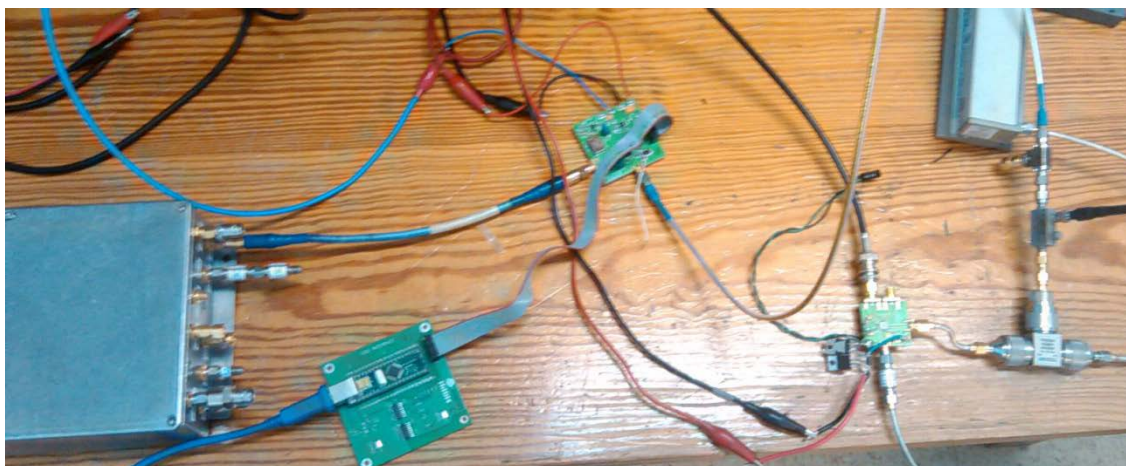


FIGURA 3.23. FOTO DEL MONTAJE REALIZADO.

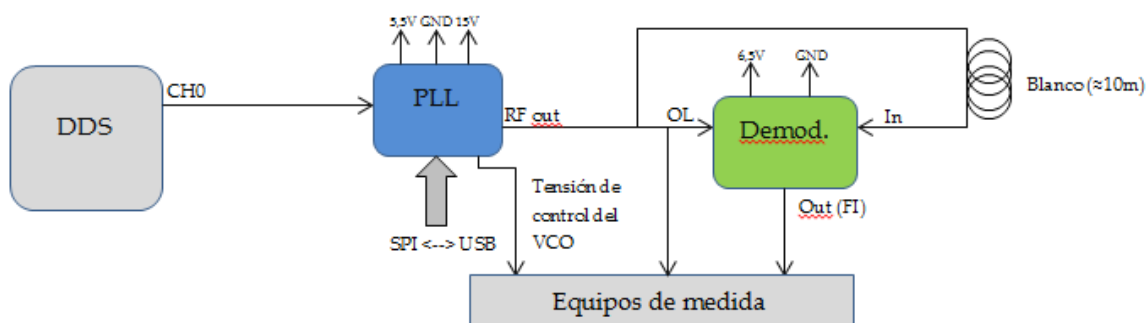


FIGURA 3.24. ESQUEMA DEL MONTAJE REALIZADO

Lo primero que hacemos es poner el DDS a generar una señal fija en frecuencia conectada al PLL con divisor de 100. El objetivo es analizar el nivel de espurios de la portadora usada para generar el barrido. Con este objetivo se ha probado a generar varias frecuencias entre 100 y 104 MHz en el DDS observando que (Anexo II), en este caso, la portadora tiene un aspecto más estable con la frecuencia que el caso en el que usábamos el divisor programable para realizar el barrido; teniendo siempre una portadora con el aspecto mostrado en la Figura 3.25.

En la Figura 3.26 se compara, para un mismo valor de frecuencia en RF, la estabilidad de la portadora usando el PLL con divisor fraccional (amarillo) y usando el PLL con DDS de referencia (azul). Para ello se ha tomado una frecuencia que haga uso del divisor fraccional en el PLL y se han centrado ambas medidas con el mismo filtro de

resolución. Se observa que el “suelo de ruido” es en media 10 dB mayor en el caso del PLL con divisor fraccional.

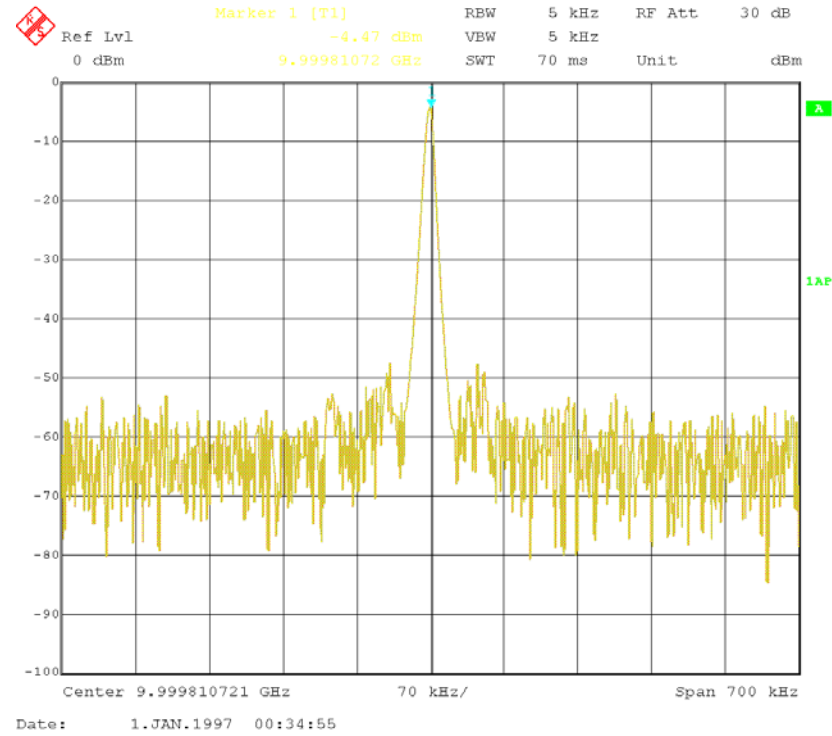


FIGURA 3.25. PORTADORA GENERADA POR EL PLL CON DDS

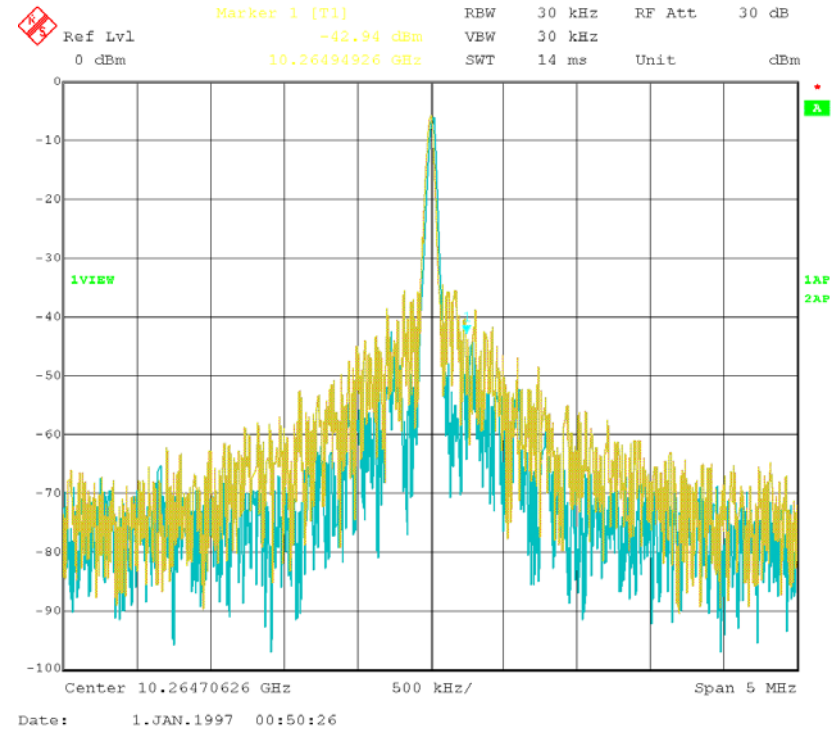


FIGURA 3.26. COMPARACIÓN DE PORTADORA GENERADA POR EL PLL CON DDS (AZUL) Y POR EL PLL CON DIVISOR PROGRAMABLE (AMARILLO)

Con el DDS, el barrido de frecuencias se genera también con un número de puntos, al igual que se hace con el divisor del PLL. En el anterior experimento, a medida que aumentábamos el número de puntos el sistema sufría un desenganche mayor, produciendo glitches en la señal demodulada. Se ha comprobado con el DDS cómo afecta a la señal de FI el uso de un número de puntos mayor o menor, comprobando que el aumento del número de puntos no supone un problema para el DDS, pero sí el uso de un número de puntos muy bajo. En las Figuras 3.27 a 3.29 se muestra la señal de FI en el tiempo (amarillo), la tensión de control (V_{ctl}) del PLL (rojo) y la señal de trigger generada por el microprocesador (verde); para diferentes resoluciones de barrido.

En la Figura 3.30 se observa en detalle la señal de FI (amarillo) y su espectro (morado) para un barrido con la mínima resolución posible, donde se aprecia el efecto contraproducente de configurar un número de puntos muy bajo. Por el contrario, en la Figura 3.31 se observa la misma señal con un barrido con mayor resolución, apreciando que el espectro es más limpio y la señal tiene mejor aspecto. De estas medidas se determina que es mejor utilizar un número de puntos alto.

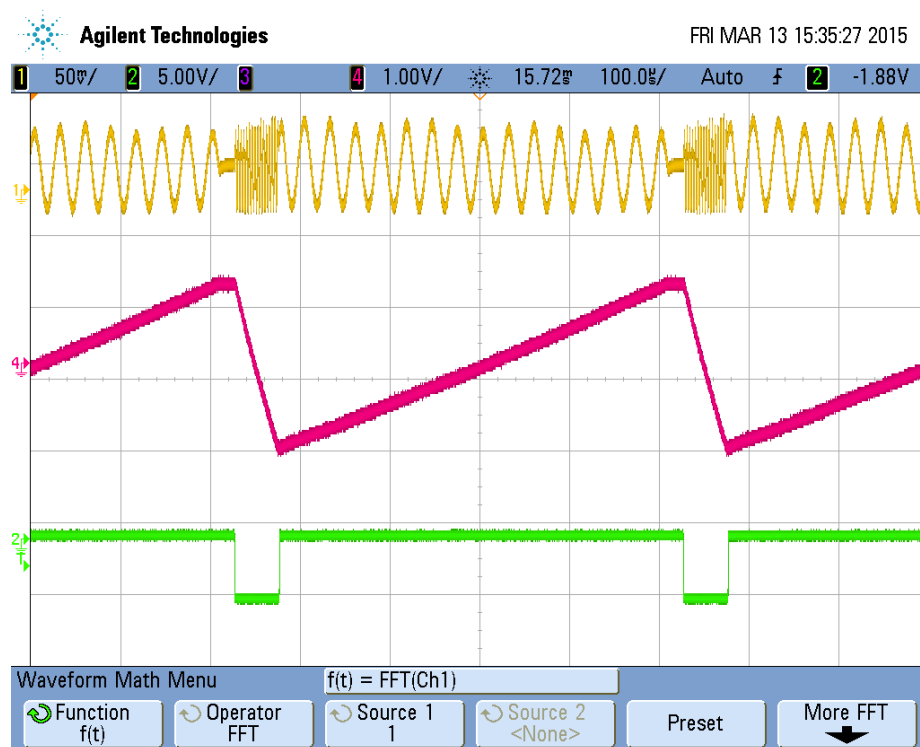


FIGURA 3.27. ASPECTO DE LAS SEÑALES DEL RADAR CON UN BARRIDO DE 1000 PUNTOS.

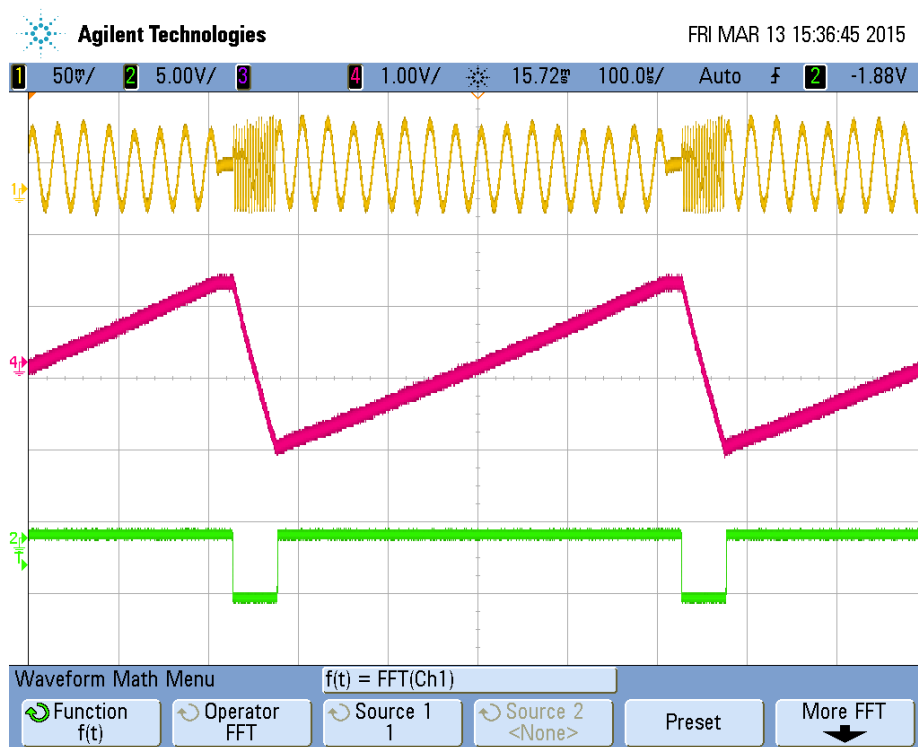


FIGURA 3.28. ASPECTO DE LAS SEÑALES DEL RADAR PARA UN BARRIDO CON MÁXIMO NÚMERO DE PUNTOS (60000)

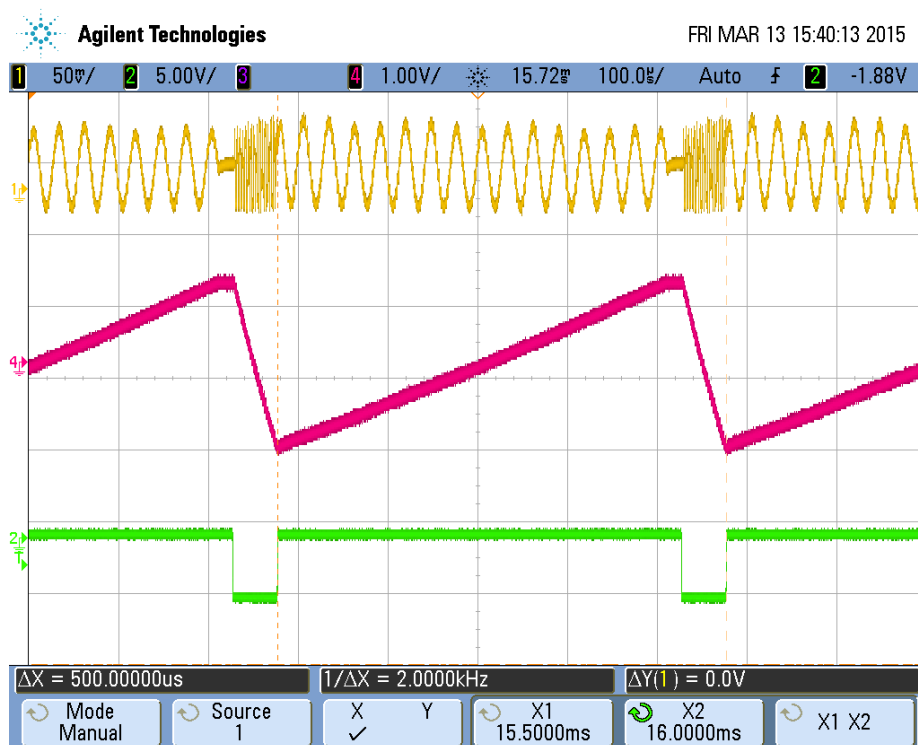


FIGURA 3.29. ASPECTO DE LAS SEÑALES DEL RADAR PARA UN BARRIDO CON EL MENOR NÚMERO DE PUNTOS POSIBLE

(245)

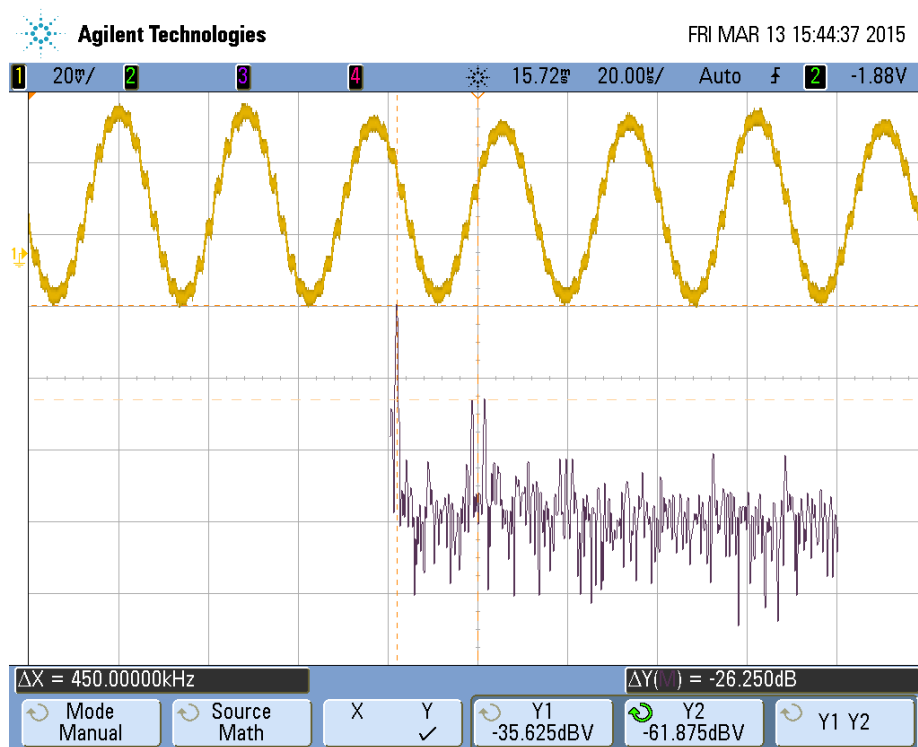


FIGURA 3.30. DETALLE DE LA SEÑAL DE FI Y SU ESPECTRO PARA UN BARRIDO CON EL MÍNIMO NÚMERO DE PUNTOS

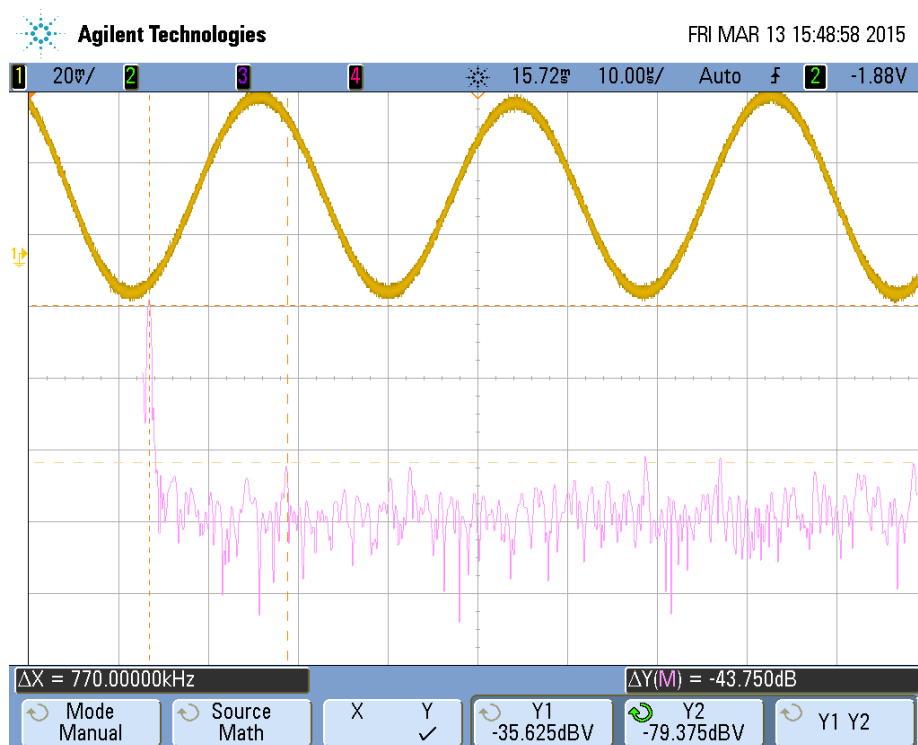


FIGURA 3.31. DETALLE DE LA SEÑAL DE FI Y SU ESPECTRO PARA UN BARRIDO CON 10000 PUNTOS

Centrándose en la señal con un número de puntos de 10000, se ha realizado el análisis con la tarjeta GAGE como en el Apartado 3.1, observando los posibles espurios y armónicos que puedan aparecer en la señal demodulada (Figura 3.31).

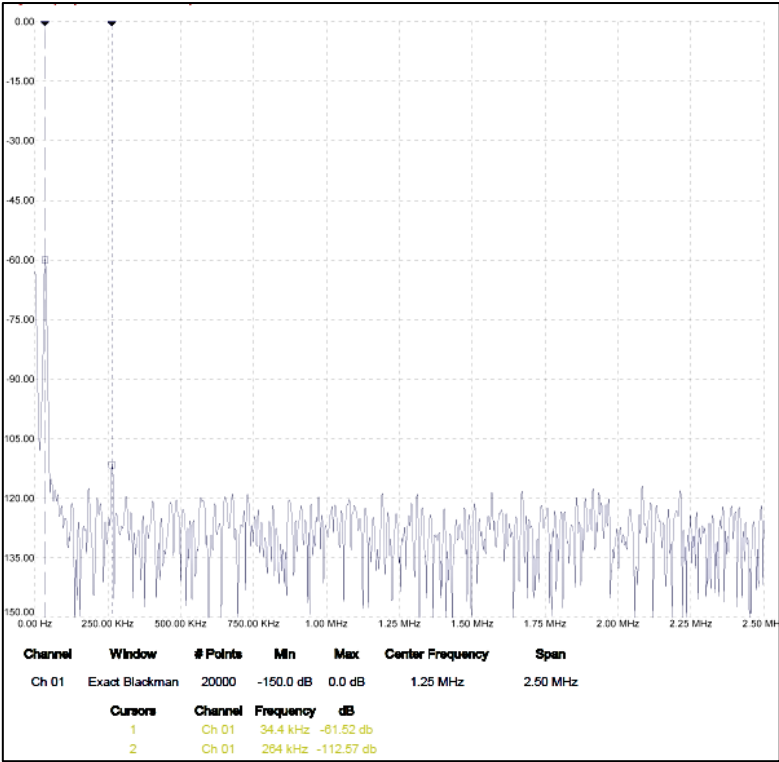


FIGURA 3.32. ESPECTRO DE LA SEÑAL DE FI DEL RADAR DURANTE LA SUBIDA DE LA RAMPA DE BARRIDO.
CAPTURADA CON GAGE

Se observa en la Figura 3.32 un espurio a 264 KHz que tiene un nivel 50 dB inferior a la señal demodulada.

4. SISTEMAS DE CONMUTACIÓN DE SEÑALES EN RF

El segundo subsistema que compone el radar FMICW es el subsistema de conmutación. Una clasificación sencilla bajo la que se pueden englobar los switches se

basa en si son “reflectivos” o no (si al encontrarse en posición abierta, producen onda reflejada en alta frecuencia o están conectados a una impedancia de 50 ohm y, por tanto, reflejan lo mínimo posible).

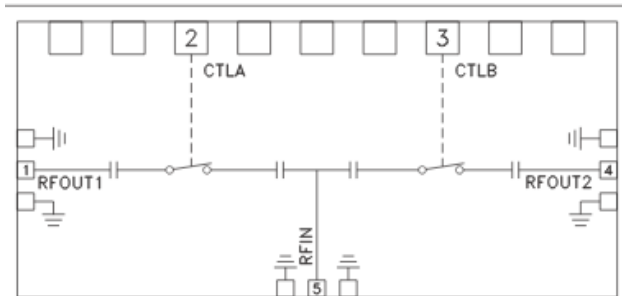


FIGURA 4.1. SWITCH REFLECTIVE

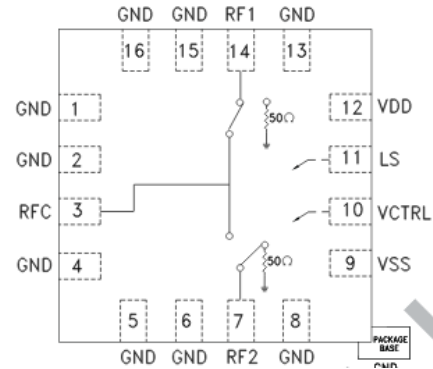


FIGURA 4.2. SWITCH NON-REFLECTIVE

Para la aplicación que estamos manejando, teniendo en cuenta que las frecuencias que se trabajan son bastante elevadas (y por tanto la onda reflejada es crítica) se elegirá por tanto un switch non-reflective. Por otra parte, es de importancia elegir un conmutador que ofrezca un aislamiento lo más alto posible cuando se encuentre en posición abierta, para evitar que se produzca transferencia de potencia entre conexiones abiertas. Un conmutador ideal tiene unas pérdidas de inserción (en posición cerrado) de 0 dB en su banda de trabajo y un aislamiento (en posición abierto) de ∞ dB en su banda.

La realidad es que es imposible conseguir estas características en soportes reales, las pérdidas de inserción se considerarán aceptables hasta 3dB y un aislamiento típico para estos sistemas rondará los 50dB. Además, de forma real los conmutadores funcionarán con un máximo de potencia a su entrada (empezarán a comprimir la salida con respecto a la entrada a partir de una cierta potencia) y, a pesar de ser non-reflective, se producirá una cierta reflexión en sus terminales, lo que se traduce en que tendrán unas pérdidas de retorno no infinitas.

Para nuestro sistema, nos interesará un switch SPDT, que conecta una puerta con otras dos, de forma que cuando está en una posición conecta con una de ellas y en la otra posición con la otra, la Figura 4.3 ayuda a entender este concepto.

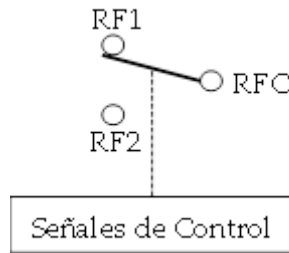


FIGURA 4.3. ESQUEMA DE UN SWITCH SPDT

5. PUESTA A PUNTO DE UN CONMUTADOR COMERCIAL

Una vez elegido el tipo de conmutador que se va a utilizar, en los siguientes apartados se estudiará de forma práctica un modelo de conmutador idóneo para el sistema, el cual ha sido el conmutador HMC232LP4 de la casa Hittite [10], del que se ha dispuesto con su placa de evaluación.

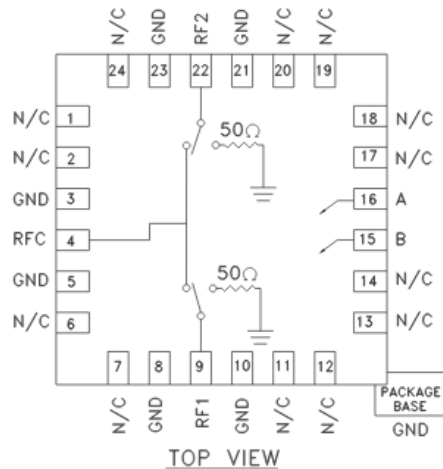


FIGURA 5.1. ESQUEMÁTICO DEL MODELO
HMC232LP4

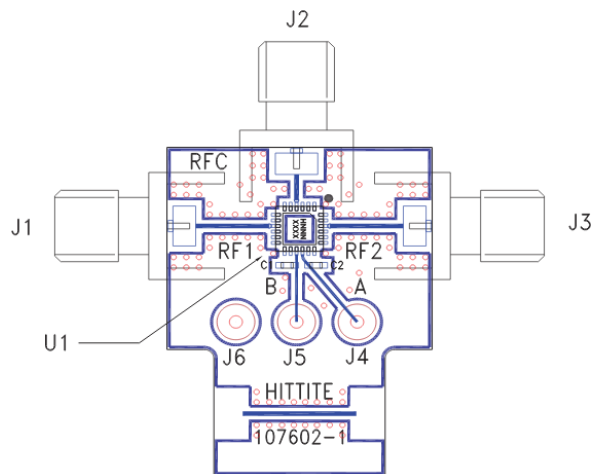


FIGURA 5.2. PCB DE EVALUACIÓN DEL MODELO HMC232LP4

Este conmutador consta de 3 puertas, RFC, RF1 y RF2, conmutando la conexión entre RFC con RF1 o con RF2 (Figura 5.3) mediante una señal TTL.

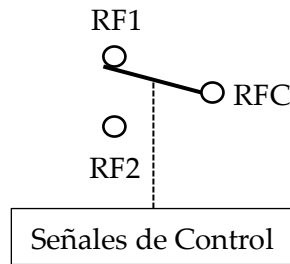


FIGURA 5.3. ESQUEMA DE FUNCIONAMIENTO DEL MODELO HMC232LP4

Las características más interesantes de este switch, extraídas del datasheet, son unas pérdidas de inserción de aproximadamente 2,2 dB a 10 GHz, un aislamiento de aproximadamente 42 dB a esa frecuencia. El peor caso de pérdidas de retorno lo tenemos en las puertas RF1,2 cuando las mismas se encuentran en estado abierto, teniendo un RL de aproximadamente 13 dB a esa frecuencia. La máxima potencia que admite el switch a 10 GHz con una compresión de 0,1 dB es de aproximadamente 26 dBm.

5.1. DESARROLLO DEL DRIVER DE CONMUTACIÓN

Las señales de control se introducen por 2 pines situados en la placa del conmutador (A y B, junto con un pin de puesta a tierra). El Datasheet [10] propone un montaje para generar estas señales de Control, lo que se denomina un Driver para el conmutador. El montaje sólo requiere una tensión de polarización y una señal TTL (a la frecuencia que se desee conmutar) para generar las dos señales que deben ser introducidas por los pines denominados A y B, que son dos señales TTL en contrafase.

El driver propuesto es el mostrado en la Figura 5.4.

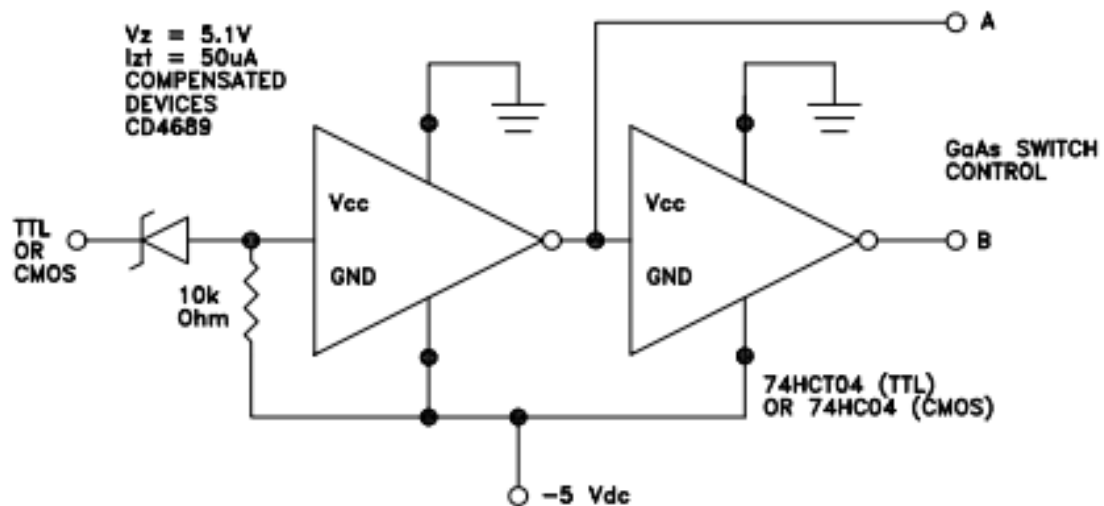


FIGURA 5.4. DRIVER DEL CONMUTADOR HMC232LP4. PROPUESTA DEL DATASHEET

Para el cálculo de cuál sería la respuesta en los terminales A y B del mismo cuando se le introduce una señal TTL (Tren de pulsos entre 0V y 5V) se estudiarán primero las características de los inversores. Del datasheet del 74HC04 extraemos la siguiente información:

$$\text{Para } V_i = 6V \rightarrow I_i = 0,1\mu A \text{ máx.}$$

$$\text{Para } V_{cc} = 6V \rightarrow I_i = 2\mu A \text{ máx.}$$

Con lo que si calculásemos las impedancias de entrada tanto por el puerto de Vcc como por el puerto de entrada, obtendríamos:

$$Z_{ent} = 60 \text{ G}\Omega$$

$$Z_{vcc} = 3 \text{ G}\Omega$$

Lo cual consideraremos circuito abierto a efectos del análisis de la evolución de la señal TTL en el circuito. El circuito por tanto se nos simplifica al analizar el efecto del diodo Zéner en el mismo. Tras realizar los cálculos pertinentes, en la Figura 5.5 se observa la forma de onda que se introduce a la etapa de inversión.

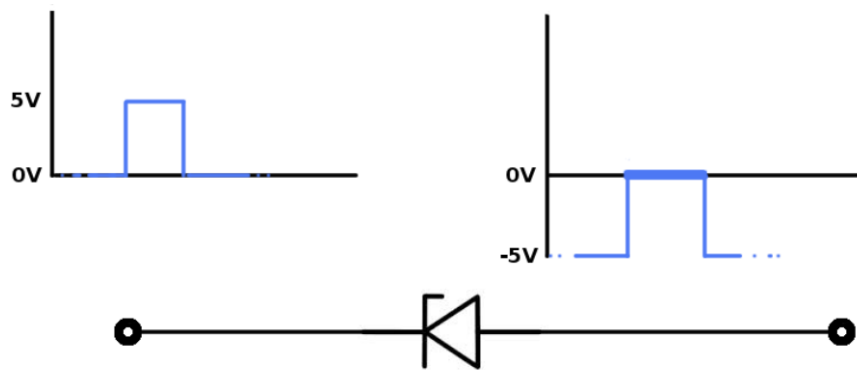


FIGURA 5.5. SEÑALES A LA ENTRADA Y A LA SALIDA DEL DIODO ZÉNER

Se ha comprobado mediante cálculos que los valores de V_{in} (entrada TTL) para los que el Zéner se encuentra en los diferentes estados son los siguientes:

Caso 1: Estado de circuito abierto

$$0,1 \geq V_{in} \geq -5,7$$

Caso 2: Estado de Conducción

$$V_{in} \leq -5,7$$

Caso 3: Estado Zéner

$$V_{in} \geq 0,1$$

Sabiendo que la señal TTL vale 0 o 5V en cada instante, y sustituyendo el zéner por el circuito equivalente correspondiente obtenemos el estado anterior.

Tras el cálculo de esta señal, con el datasheet del 74HCT04 comprobamos que la señal que se genera entra dentro de los límites teóricos de dicho circuito, y comprobamos que las señales A y B son trenes de pulsos entre 0 y -5V desfasados 180 grados entre sí, cuya frecuencia es igual a la de la señal TTL.

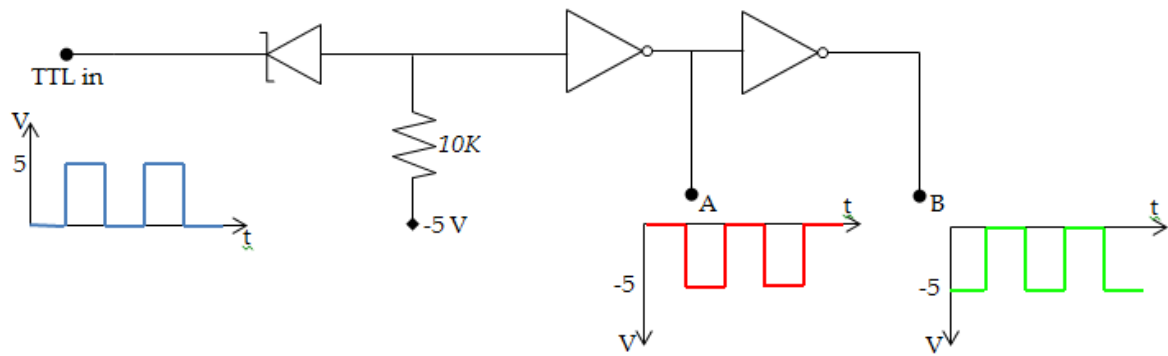


FIGURA 5.6. SEÑALES EN EL CIRCUITO DRIVER DEL CONMUTADOR

Con estas conclusiones se ha diseñado el circuito Driver usando una breadboard para realizar pruebas, observando que el comportamiento es el estudiado de forma teórica.

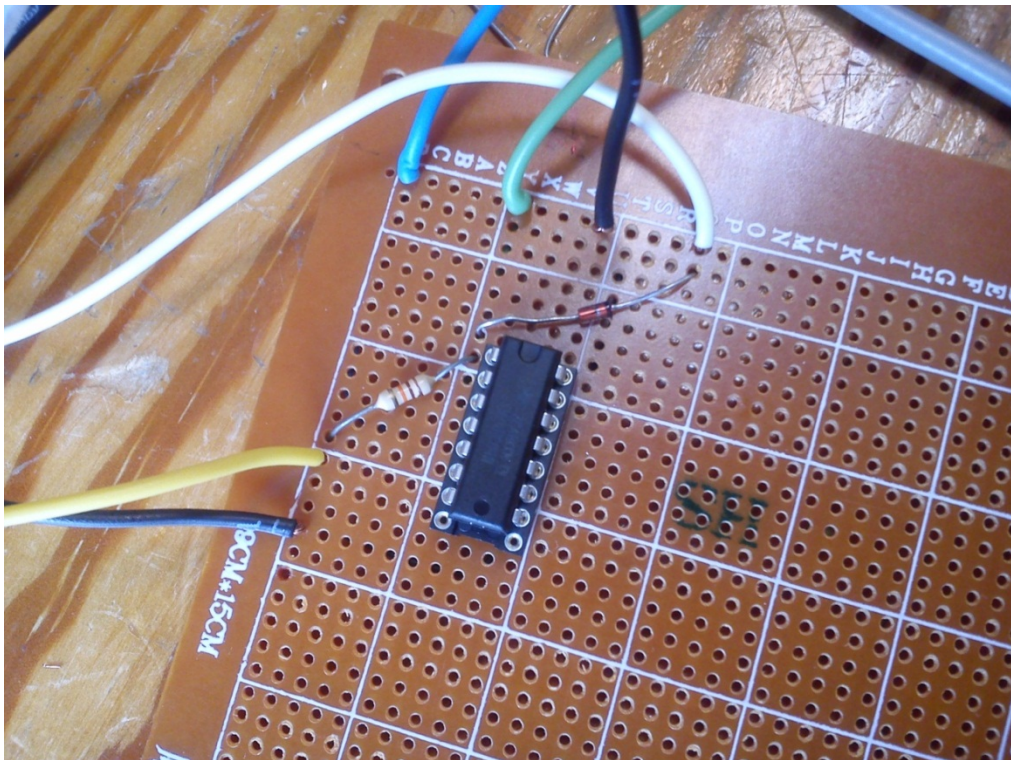


FIGURA 5.7. MONTAJE DEL DRIVER DE CONMUTACIÓN SOBRE BREADBOARD

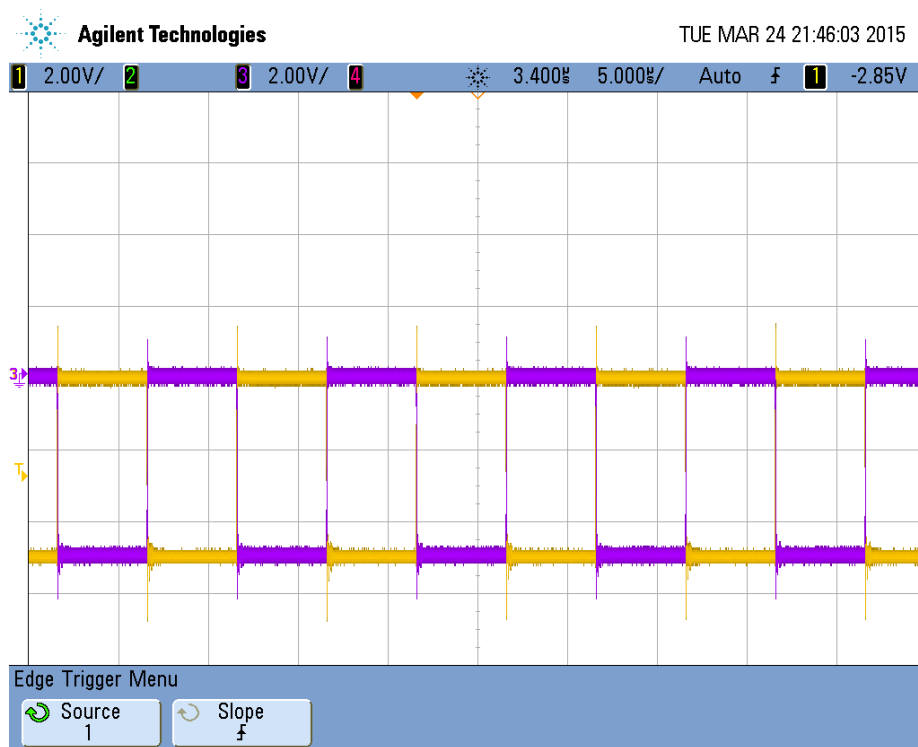


FIGURA 5.8. SEÑALES A (MORADO) Y B (AMARILLO) PROCEDENTES DE LA BREADBOARD

Se observa en la Figura 5.8 un poco de transitorio (a pesar de que la frecuencia de conmutación es sólo de 100 KHz), el cual empeora drásticamente a altas frecuencias de conmutación.

Con el fin de eliminar este comportamiento transitorio en la medida de lo posible y de disponer de un circuito lo más funcional posible, se ha procedido al diseño del circuito Driver sobre una placa impresa (PCB), lo que mejorará su comportamiento.

Para el diseño de la PCB se ha empleado el software Eagle en su versión gratuita [11]. Se ha diseñado primero el esquemático, como se puede observar en la Figura 5.9.

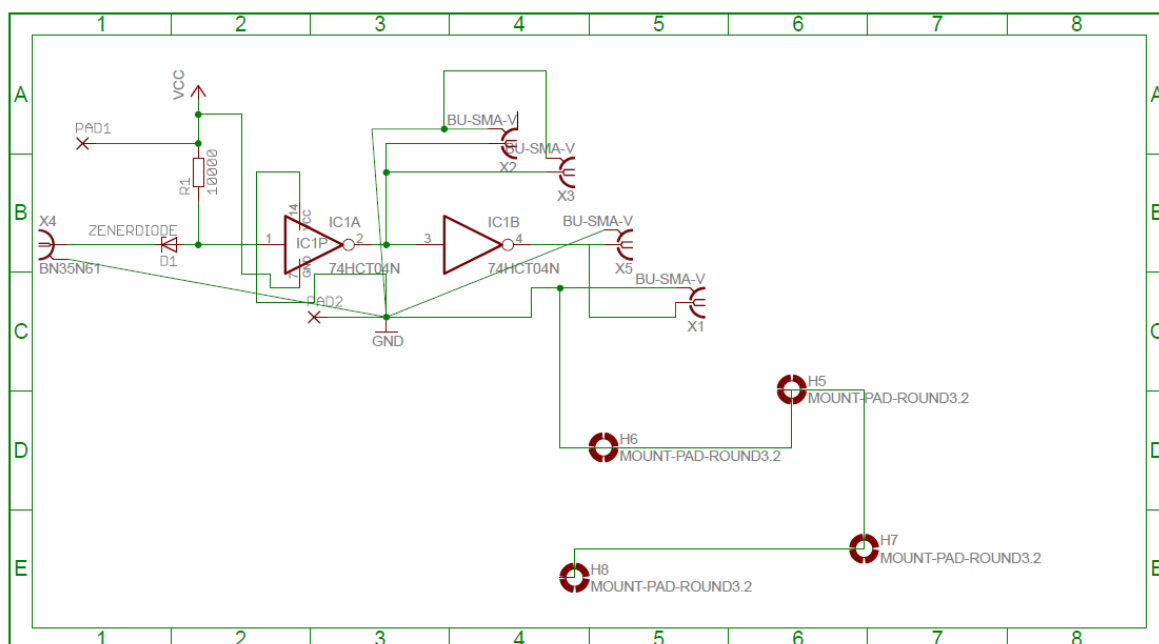


FIGURA 5.9. ESQUEMÁTICO DEL DRIVER DE CONMUTACIÓN

Se han elegido conectores SMA para las salidas de señal A y B, dos conectores por cada salida, de forma que nuestro driver podría dirigir dos conmutadores si fuera necesario.

Para la entrada de señal TTL se ha elegido un conector BNC. Además se han colocado dos pads para posterior soldadura de cables de VCC y GND respectivamente. Por último, se han incluido 4 pads montados en la placa que van conectados a Tierra y donde se podrá colocar posteriormente 4 patas para el circuito.

Una vez diseñado el esquemático del circuito se pasa a la etapa de circuito impreso, donde se distribuyen geoméricamente los elementos sobre la placa, se traza un plano de masa y se trazan las pistas para los elementos (Figura 5.10).

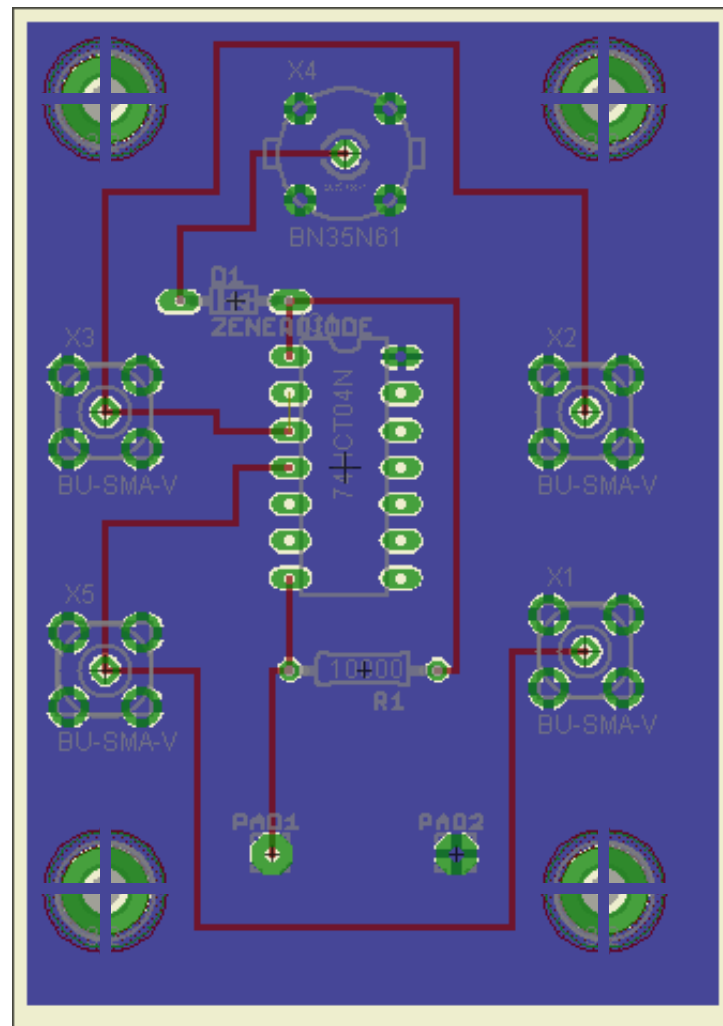


FIGURA 5.10. DRIVER LISTO PARA SU REALIZACIÓN FÍSICA

Donde el plano azul determina el plano de masa de la placa. Finalmente se ha exportado el anterior diseño a formato Gerber para su impresión en una taladradora de PCB puesta a disposición por el Dpto. de Señales y Comunicaciones (Figura 5.10).

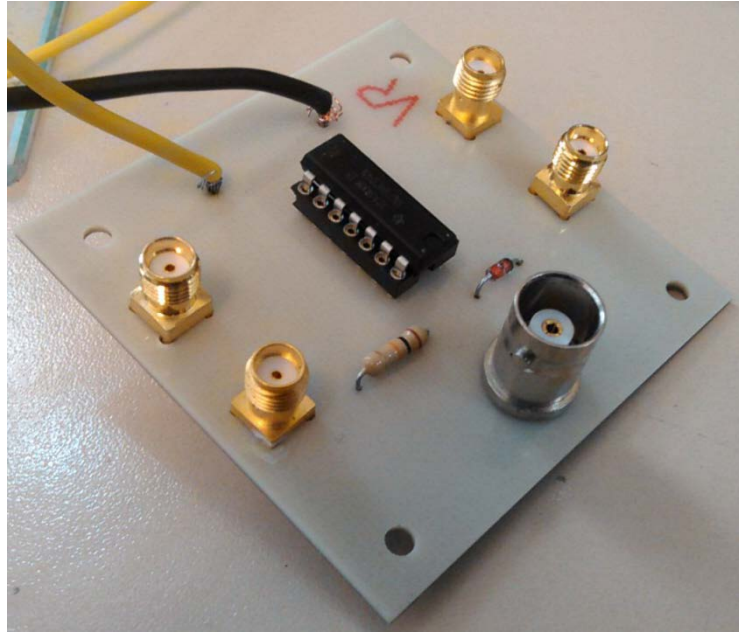


FIGURA 5.10. DRIVER DE CONMUTACIÓN IMPRESO EN PCB

Se han soldado dos cables (amarillo y negro) para conectar los -5V de alimentación y GND a la PCB.

Para comprobar la mejoría de las señales TTL con las generadas en la breadboard se han conectado ambas placas con la misma señal TTL de entrada y se han comparado los canales A de ambas para analizar cuál es su comportamiento a diferentes frecuencias. En las Figuras 5.10 a 5.12 la señal en magenta proviene de la breadboard y la señal verde de la PCB.

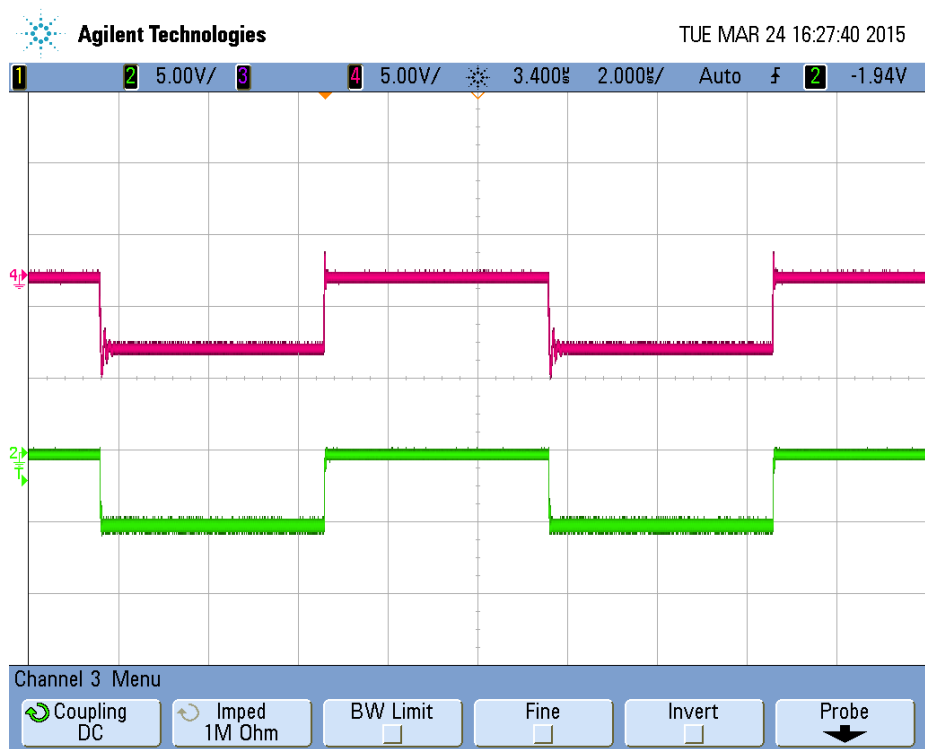


FIGURA 5.10. COMPARATIVA PCB/BREADBOARD. 100 KHZ DE CONMUTACIÓN

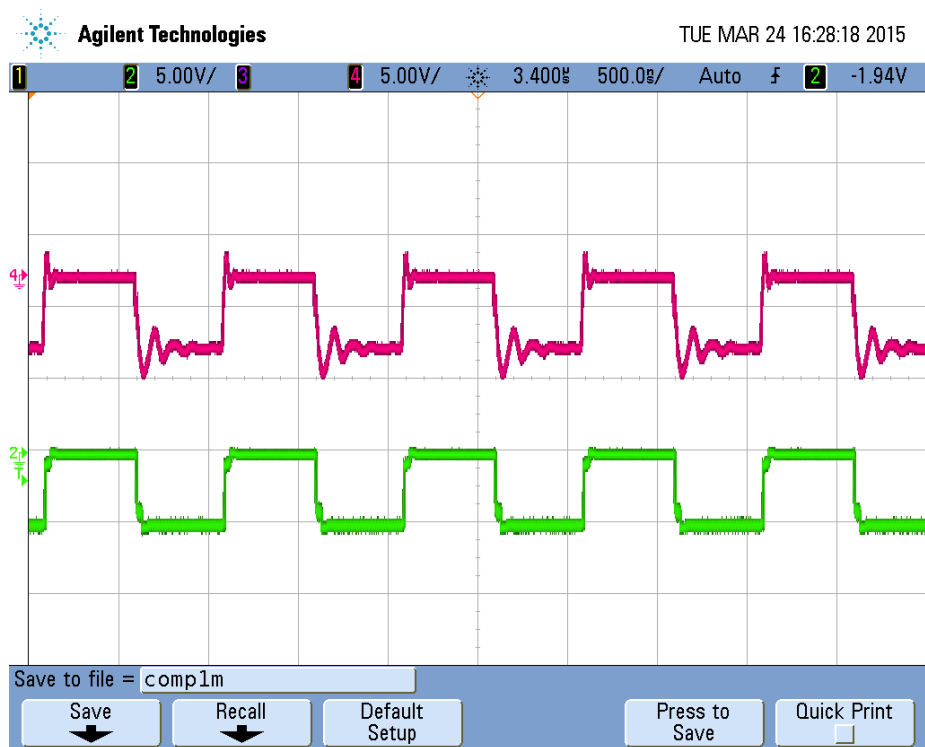


FIGURA 5.11. COMPARATIVA PCB/BREADBOARD. 1 MHZ DE CONMUTACIÓN

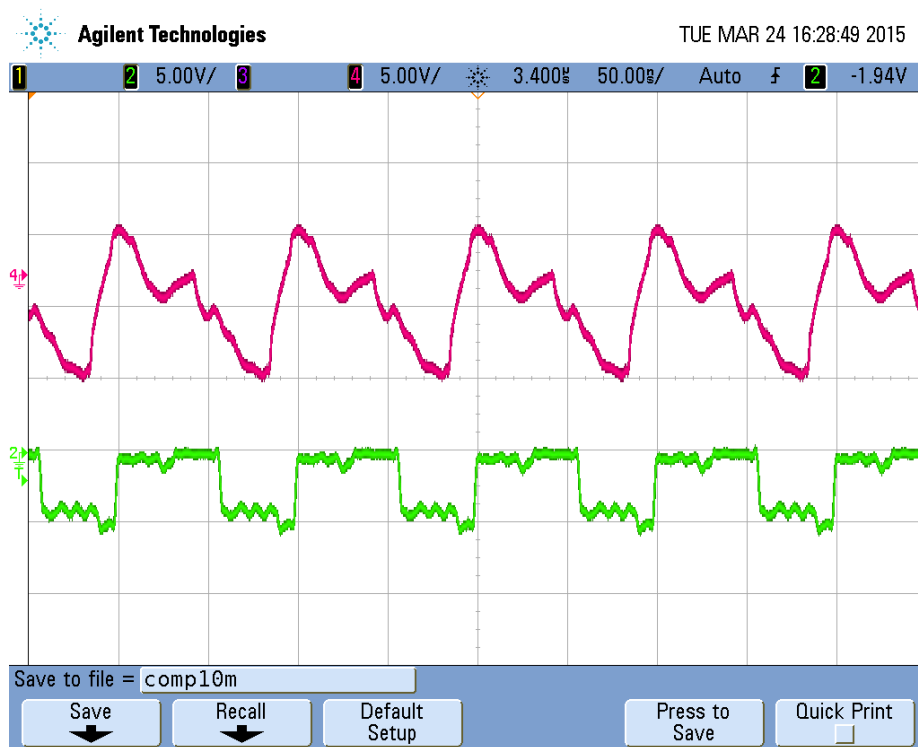


FIGURA 5.12. COMPARATIVA PCB/BREADBOARD. 10 MHz DE CONMUTACIÓN

5.2. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONMUTADOR

Sobre la PCB de evaluación del conmutador se ha soldado, en los pines A y B, unos cables SMA para conectorizar al driver desarrollado, soldando la malla de los mismos con el plano de masa de la PCB y los vivos a sus respectivas entradas. Además, con el fin de limitar el máximo voltaje que se puede aplicar en dichos terminales, se han soldado unos diodos zéner de 6,2V en paralelo a la entrada de señal en A y B.

Una vez hecho esto, se procede a observar y medir una señal conmutada, para lo cual se usará un tono generado en la puerta RFC del conmutador, se conectará una impedancia de 50 ohm en la puerta RF2 y un analizador de espectro en RF1, pudiendo así medir los diferentes parámetros del conmutador (Figura 5.13).

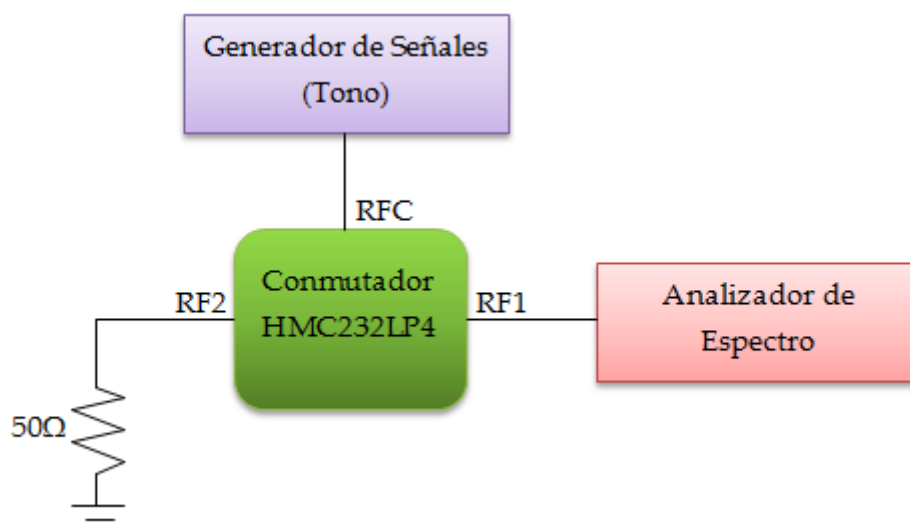


FIGURA 5.13. ESQUEMA DEL MONTAJE REALIZADO PARA MEDIR LAS CARACTERÍSTICAS DEL CONMUTADOR

De esta forma se ha introducido a la entrada una señal de 10 GHz y 0 dBm de potencia, conmutándola a la salida. El nivel de pérdidas introducido por los cables es de 4,39 dB. Para medir el nivel de aislamiento del conmutador, se ha desconectado la señal TTL del driver y se ha observado el espectro en RF1 (Figura 5.14).

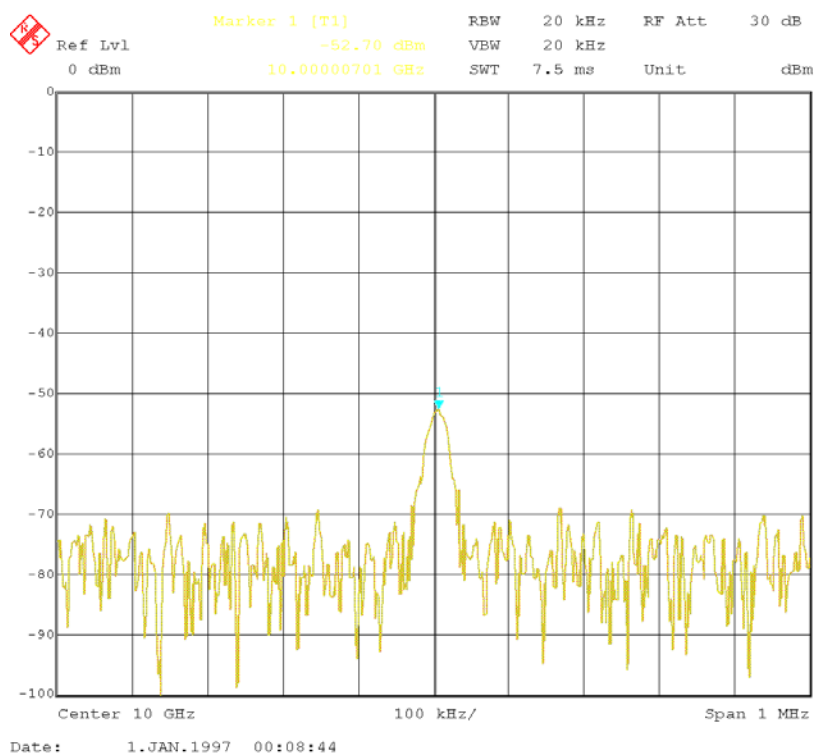


FIGURA 5.14. MEDIDA DEL AISLAMIENTO DEL CONMUTADOR

Donde se observa que la portadora se encuentra a -52,7 dBm, lo que supone un aislamiento de 48,31 dB (un poco superior a lo estipulado en el datasheet).

Por otra parte, cuando el conmutador está en posición de cerrado, la potencia medida dará un dato de pérdidas de inserción (Figura 5.15).

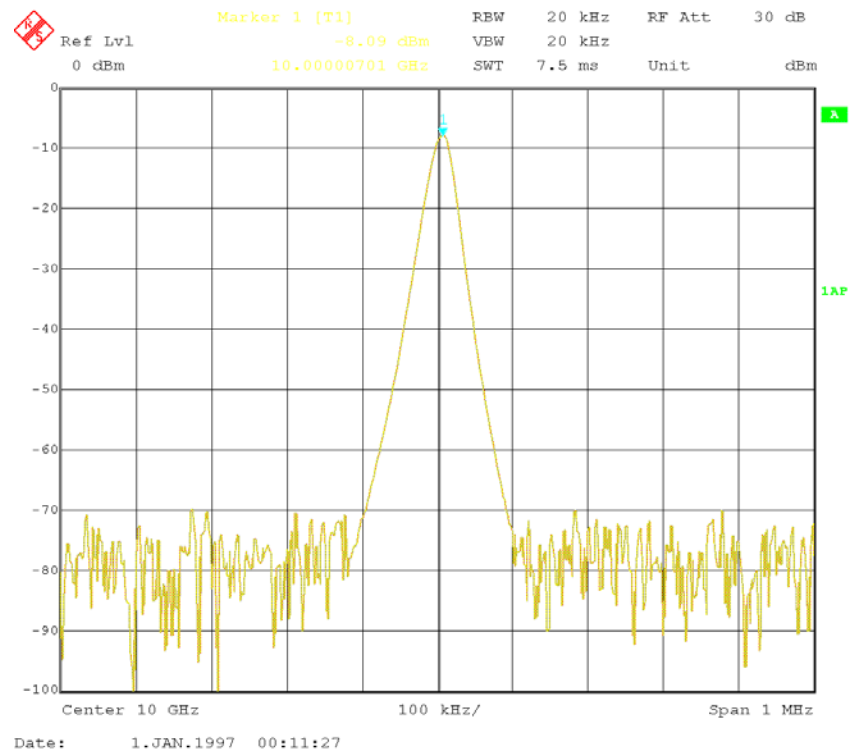


FIGURA 5.15. MEDIDA DE LAS PÉRDIDAS DE INSERCIÓN DEL CONMUTADOR

Se observa que la portadora está a -8,09 dBm, lo que supone unas pérdidas de inserción de 3,7 dB. Casi 1 dB por encima de lo estipulado en el datasheet.

El espectro de la señal conmutada con un tren de pulsos de 1 MHz es el mostrado en la Figura 5.16.

La Figura 5.16 se corresponde con una sinc a 10 GHz. Como se observa, los espurios debido a la sinc son de una amplitud bastante elevada (a solo 3,5 dBc) de forma que, como ya se había estipulado anteriormente, será necesario un sistema que se encargue de eliminar estos espurios mediante procesado o filtrado.

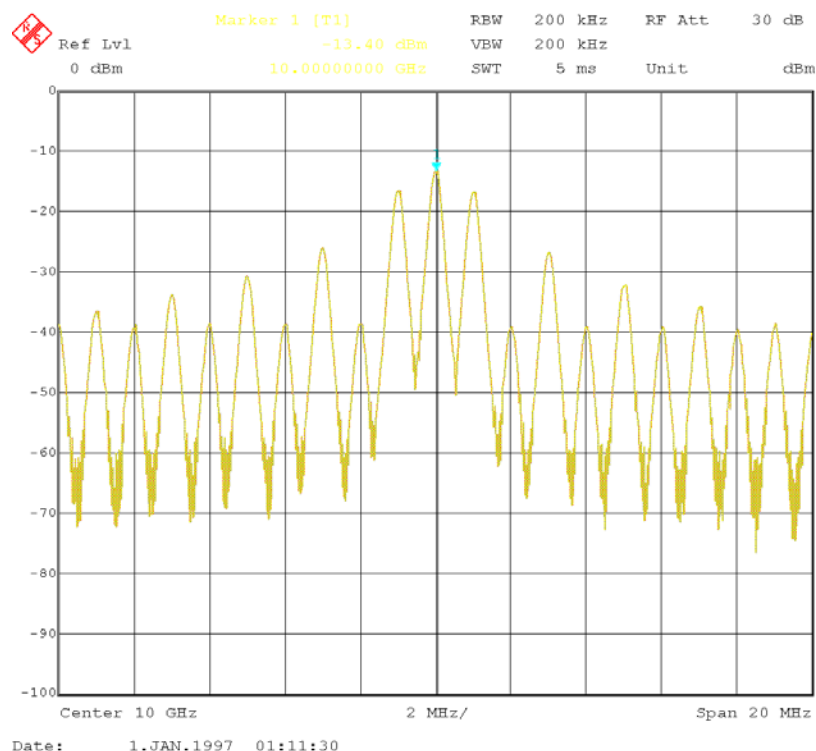


FIGURA 5.16. ESPECTRO DE UNA PORTADORA EN 10 GHz CONMUTADA A 1 MHz

Pasamos ahora a analizar el aspecto que tendrá nuestra señal de FI en el montaje con el conmutador. Para ello, conectamos el PLL, haciendo barrido con divisor fraccional y doble trigger (Figuras 3.3 y 3.4) a un divisor de potencia para alimentar la puerta de OL de un receptor down-convertor (Hittite HMC908LC5) y a la vez la puerta RF1 del conmutador. Conectamos la puerta RFC del conmutador a un blanco simulado con un cable y la señal recibida del blanco la introducimos directamente como señal de RF en el down-convertor (Figura 5.17).

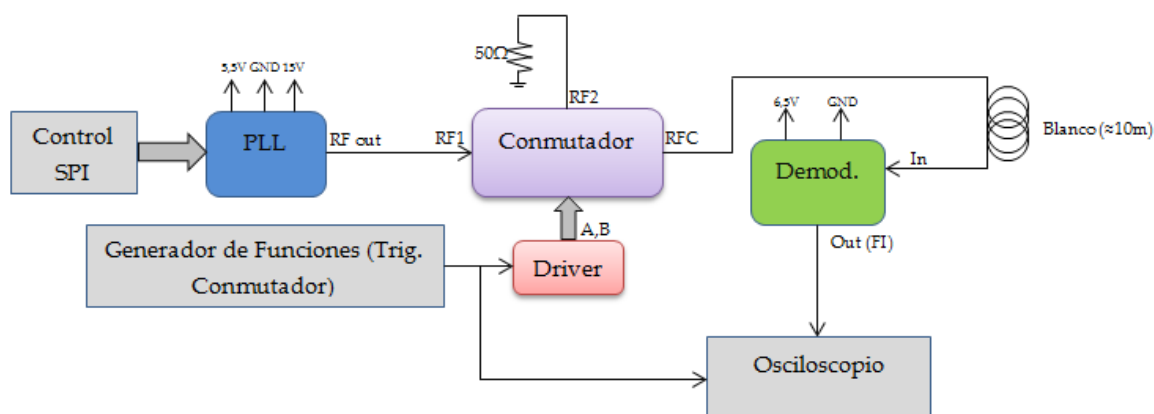


FIGURA 5.17. ESQUEMA DEL MONTAJE REALIZADO

De esta forma, aunque el montaje no es el definitivo del radar, la señal de FI que obtendremos corresponderá con la que se obtendría en el mejor de los casos en el montaje definitivo (cuando la sensibilidad es máxima). Como esperamos una señal de FI de unas decenas de KHz, usaremos un trigger para el conmutador de 1 MHz, de forma que podamos comprobar el Método de Filtrado para la señal de FI.

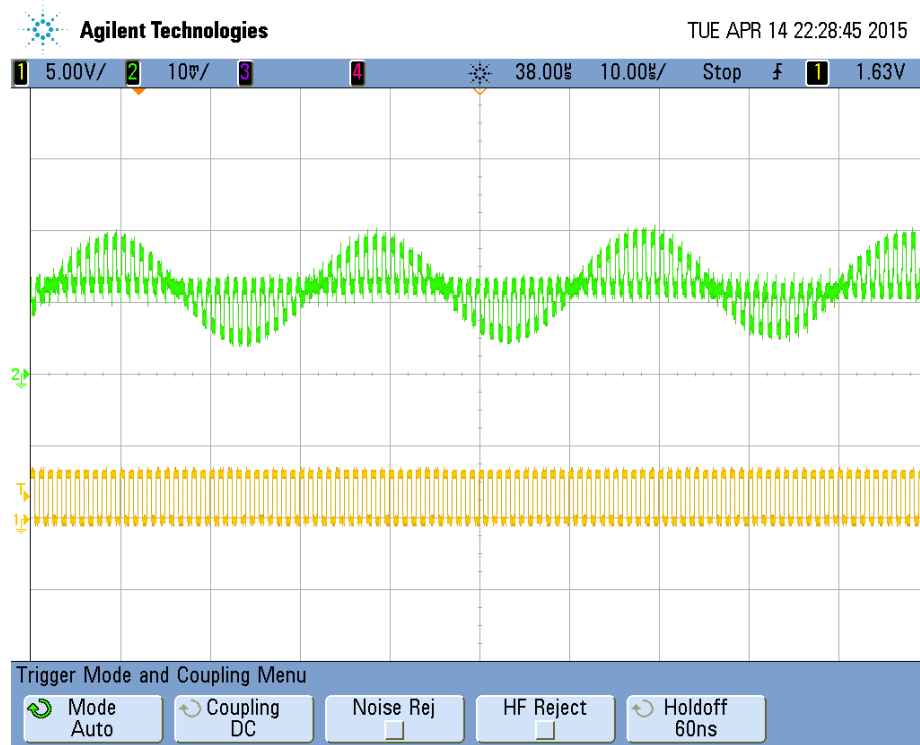


FIGURA 5.18. SEÑAL DE FI CONMUTADA Y SEÑAL A DE CONMUTACIÓN (CONMUTACIÓN A ALTA FRECUENCIA)

Se observa en la parte superior de la Figura 5.18 la señal de FI y en la parte inferior la señal TTL usada para disparar el conmutador. Se procederá a aplicar un filtrado sencillo sobre la anterior señal, para lo que se ha implementado un filtro RC sencillo (con $R=1K\Omega$ y $C=4,7\text{ nF}$, por tanto, $f_c=1/(2\pi RC)\approx 33,86\text{ KHz}$), obteniéndose así la señal filtrada a la salida del filtro (Figura 5.19).

Hay que tener en cuenta que el método de conectorización de la salida del receptor con el filtro no es el mejor, y que ello produce atenuación de la señal y aparición de ruido. Además, el filtro implementado paso bajo no es el más adecuado para esta aplicación, siendo más adecuados filtros paso banda de orden algo superior (para filtrar también los espurios de la sinc a frecuencias inferiores al tono).

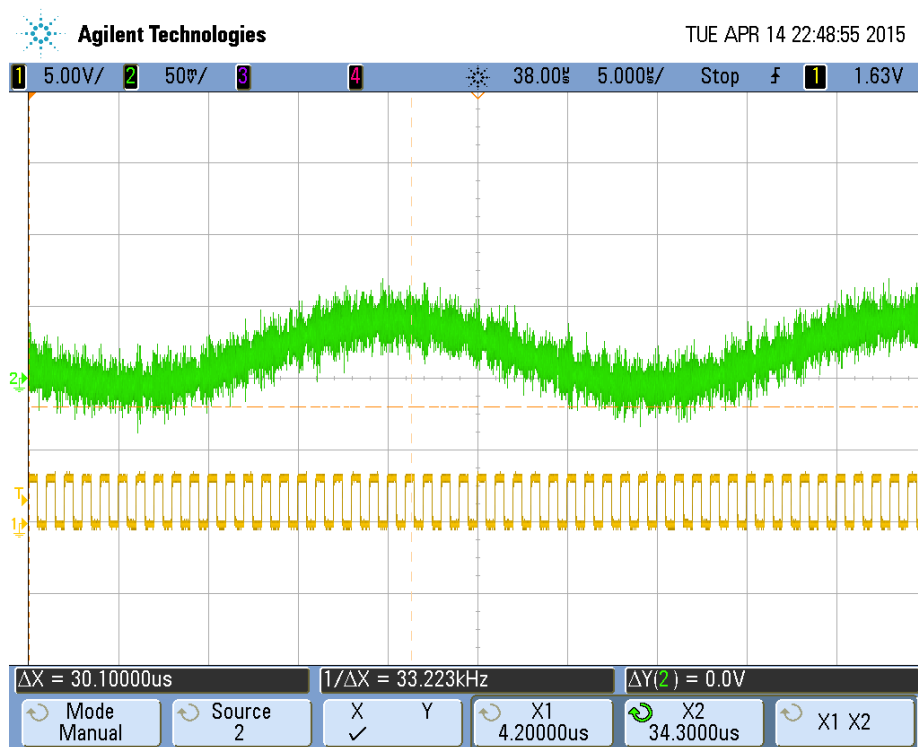


FIGURA 5.19. SEÑAL DE FI FILTRADA Y SEÑAL A DE CONMUTACIÓN

Si utilizamos una frecuencia de conmutación más baja, el aspecto de la señal conmutada es el mostrado en la Figura 5.20 (acorde con la Figura 1.8).



FIGURA 5.20. SEÑAL DE FI CONMUTADA Y SEÑAL A DE CONMUTACIÓN (CONMUTACIÓN A BAJA FRECUENCIA)

No hay que olvidar que el montaje realizado se corresponde con el caso óptimo de sensibilidad. En términos generales el periodo mudo de la señal de FI será más largo que el periodo no mudo (no nos encontraremos en la máxima sensibilidad).

El siguiente montaje sirve para determinar las diferencias entre el radar con conmutador y sin conmutador, de esta forma se utilizará el montaje que se ha usado hasta ahora, donde el conmutador estará funcionando a una frecuencia de 1 KHz, 10 KHz, 1MHz y 5 MHz y se comprobará cómo afecta esto a la potencia de la señal de entrada del receptor (basándonos en la potencia a la mitad del barrido), analizando cómo varía dicha potencia cuando se cambia la velocidad de conmutación. Posteriormente se hará el mismo análisis pero sin conectar el conmutador (montaje CWFM convencional). De esta forma se obtendrán los valores relativos de sensibilidad del sistema FMICW respecto al CWFM. Las Figuras 5.22 a 5.25 corresponden a la medida de potencia anteriormente descrita con el analizador de espectro en modo max-hold y el conmutador conectado a diferentes frecuencias. La Figura 5.26 corresponde a la medida sin conmutador.

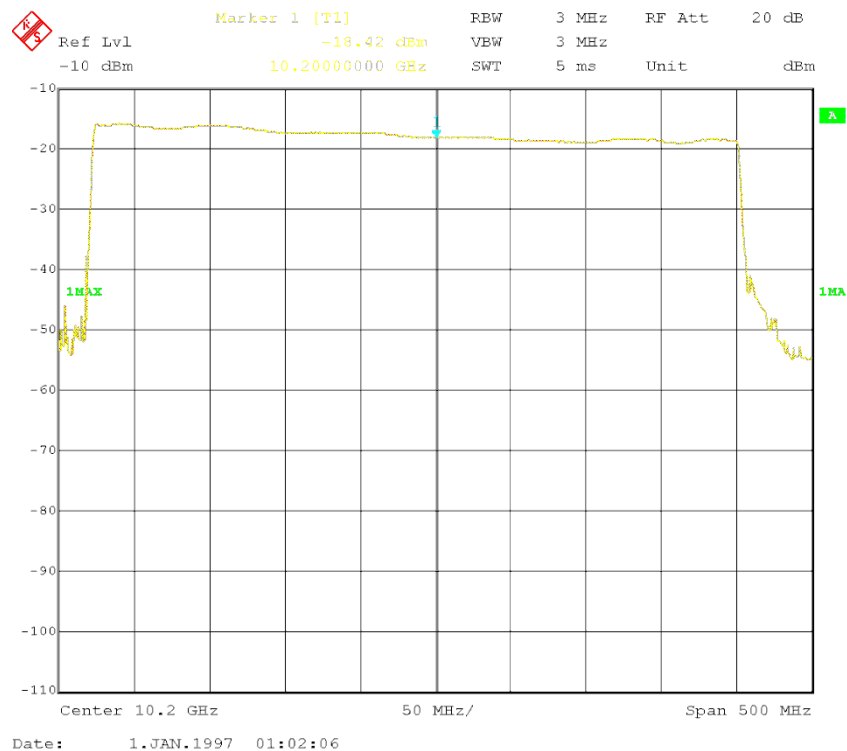


FIGURA 5.22. POTENCIA A MITAD DEL BARRIDO CON 1KHz DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

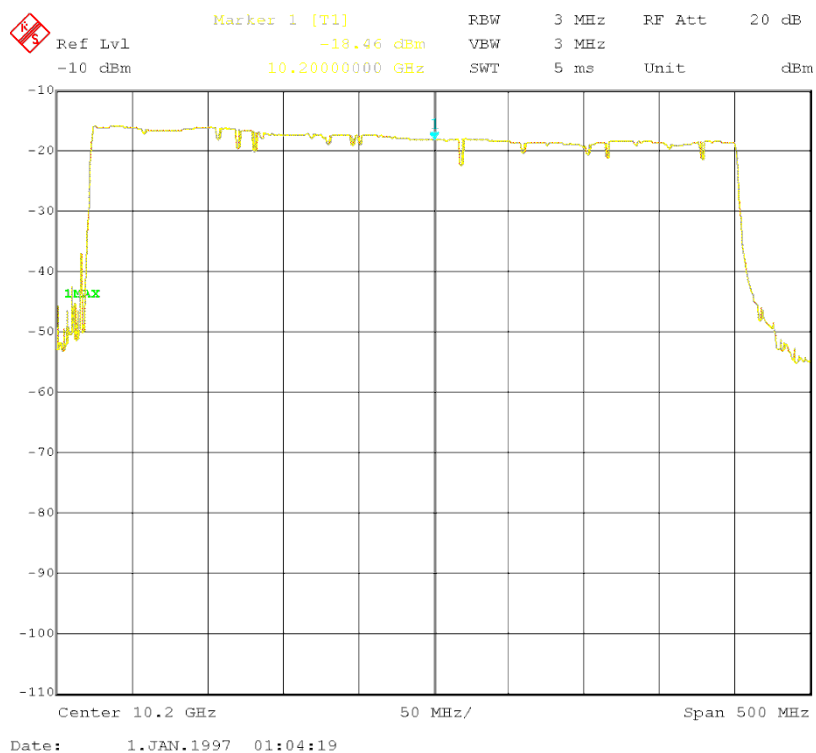


FIGURA 5.23. POTENCIA A MITAD DEL BARRIDO CON 10KHz DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

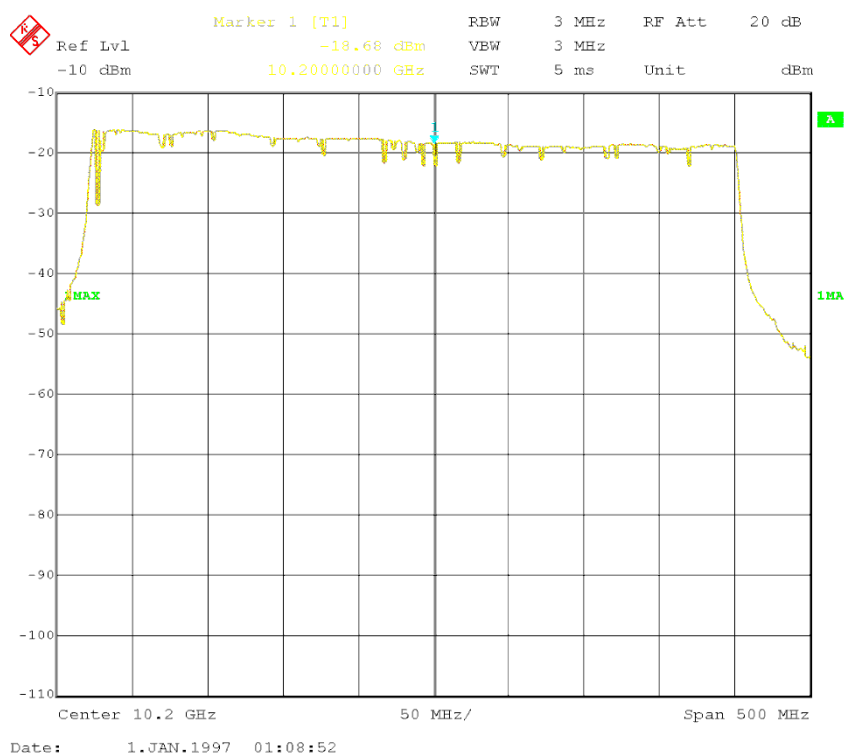


FIGURA 5.24. POTENCIA A MITAD DEL BARRIDO CON 1MHz DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

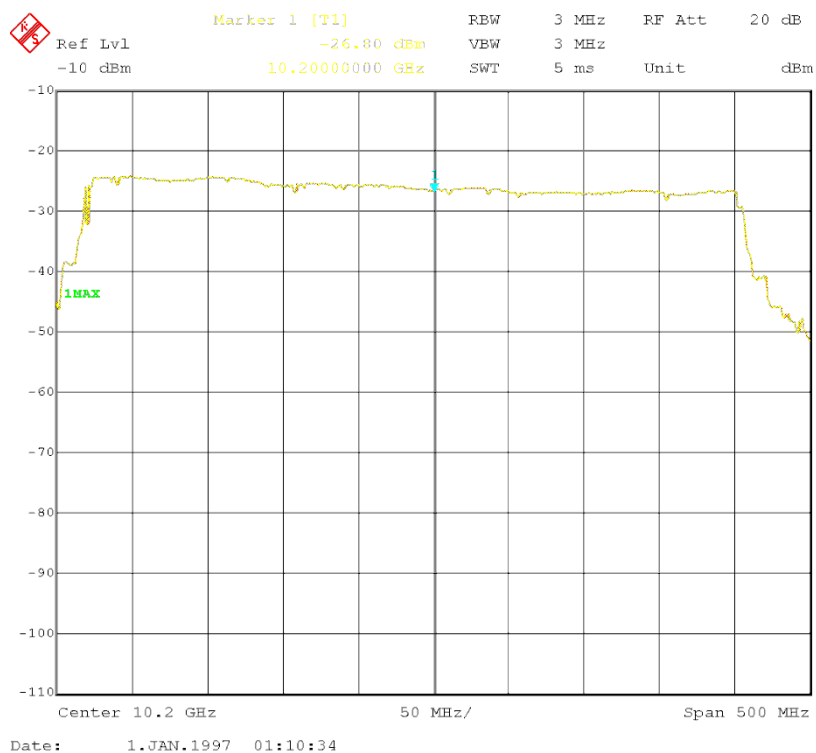


FIGURA 5.25. POTENCIA A MITAD DEL BARRIDO CON 5MHz DE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

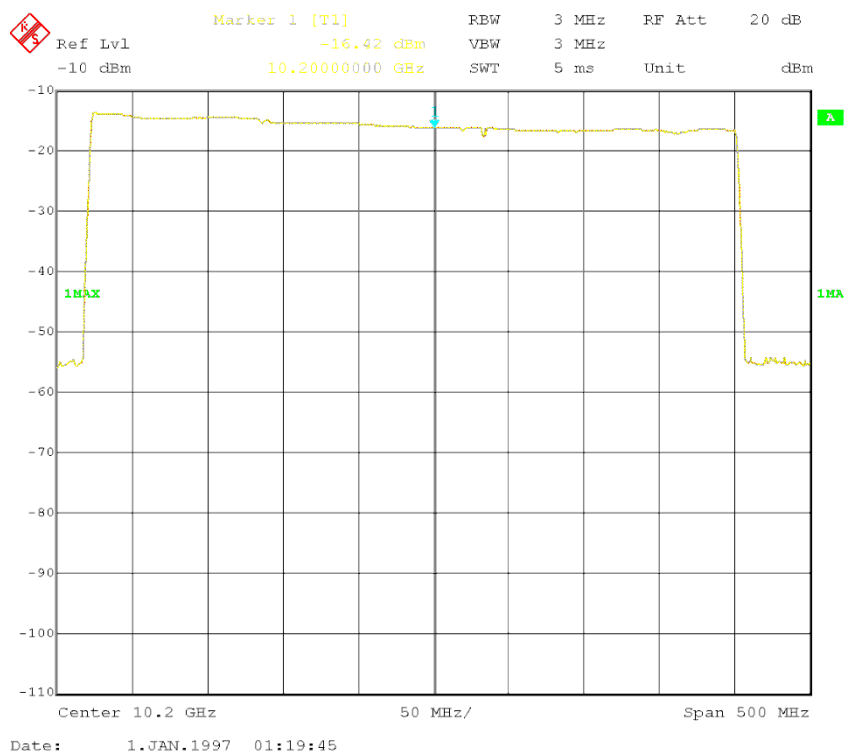


FIGURA 5.26. POTENCIA A MITAD DEL BARRIDO SIN CONMUTADOR (CWFM)

Se aprecia, por tanto, una pérdida de hasta 10 dB en la potencia de la señal de barrido a altas frecuencias de conmutación, lo que puede resultar muy contraproducente, sobre todo para blancos cercanos (ya que para mejorar la sensibilidad en distancias cercanas hay que aumentar la frecuencia de conmutación).

6. SISTEMA DE CONTROL Y PROCESADO DE LA SEÑAL DE FI

Para finalizar el diseño del radar, es preciso implementar un sistema que sea capaz de controlar los diferentes subsistemas del radar y que reciba la señal de FI demodulada y la procese de acuerdo al método de Staggering. Posteriormente debería determinar los diferentes blancos existentes y sus respectivos rangos.

El proceso de desarrollo de este sistema comenzará mediante el estudio de los diferentes triggers que habrá que generar (con el fin de determinar las características mínimas del mismo). El método de Staggering requiere que la frecuencia de la señal de conmutación varíe en el tiempo, al menos entre 2 valores. Para tener una idea de cómo será esta señal de conmutación, se ha cargado un ejemplo en un generador de forma de onda arbitraria (Agilent 33220A), el cual se ha generado con el software Agilent VEE Student [12] y se ha cargado en la memoria del mismo vía LAN (Figura 6.1).

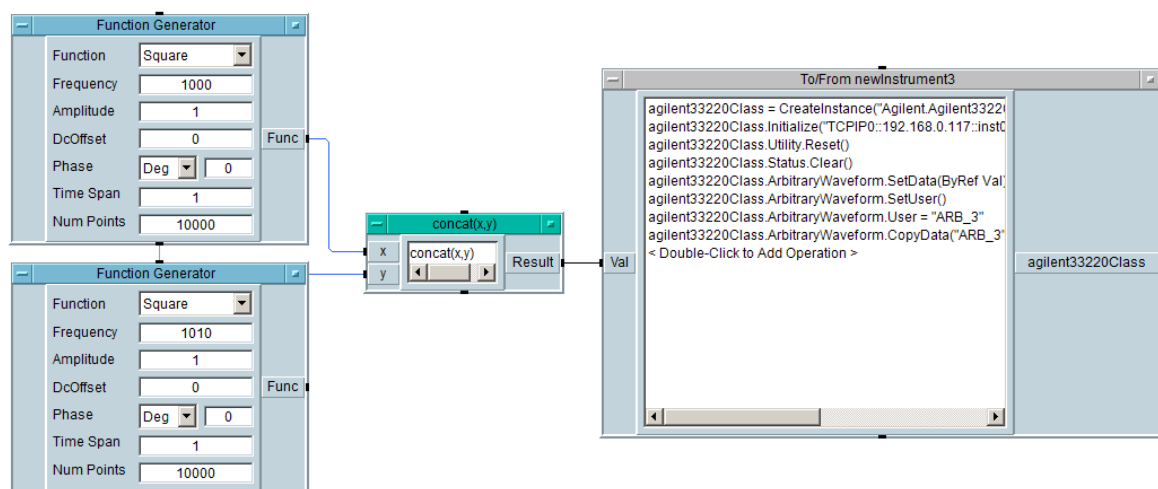


FIGURA 6.1. PROGRAMA VEE PARA CARGAR VÍA LAN UN TREN DE PULSOS DE FRECUENCIA VARIABLE

La señal se ha generado concatenando dos trenes de pulsos de frecuencia 1000 y 1010 Hz respectivamente. El resultado se ha cargado en el registro de memoria “ARB_3” del generador de señal usando lenguaje IVI-COM.

Una vez cargada la señal en el generador de forma de onda, en él podemos variar la frecuencia de repetición de la secuencia anterior, de forma que obtendremos una señal de conmutación que varía entre dos frecuencias cuya relación es de un factor 1:1,01. De esta forma, jugando con la frecuencia de repetición del generador de forma de onda, podemos generar una secuencia de un tren de pulsos a 1 MHz seguido de uno a 1,01 MHz. El espectro de esta señal se puede observar en la Figura 6.2.

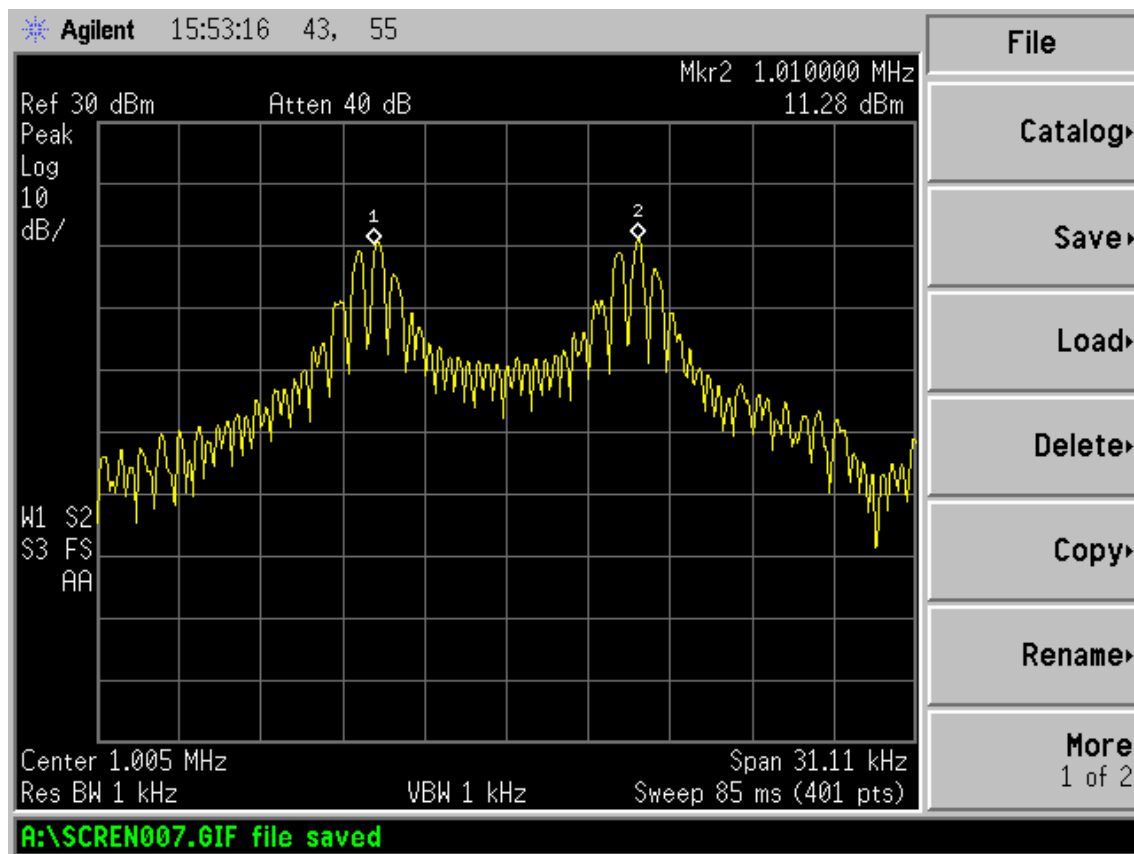


FIGURA 6.2. ESPECTRO DEL TREN DE PULSOS VARIABLE EN FRECUENCIA

Se observan las dos sinc bien definidas en frecuencia.

Para la parte de aplicación del método de Staggering, antes que nada se ha definido un método usando la herramienta MATLAB y la tarjeta GAGE.

La tarjeta GAGE es capaz de tomar muestras a frecuencias muy altas, hasta los 200 Ms/s. Teniendo en cuenta que en el radar FMICW la cantidad de periodo ciego y periodo donde sí recibimos señal útil es desconocido de antemano, el uso de una frecuencia de muestreo bastante alta permite minimizar el riesgo de perder la señal útil. En la Figura 6.3 se muestra un ejemplo visual de un escenario donde, a pesar de muestrear respetando el criterio de Nyquist sobre la señal de conmutación, debido a que la sensibilidad no es máxima, no se obtiene ninguna medida útil de la FI. Por otra parte, ya que se van a usar frecuencias de conmutación altas, para minimizar el efecto de aliasing por el muestreo (ya que las sinc son infinitas en frecuencia), es útil que la frecuencia de muestreo sea alta.

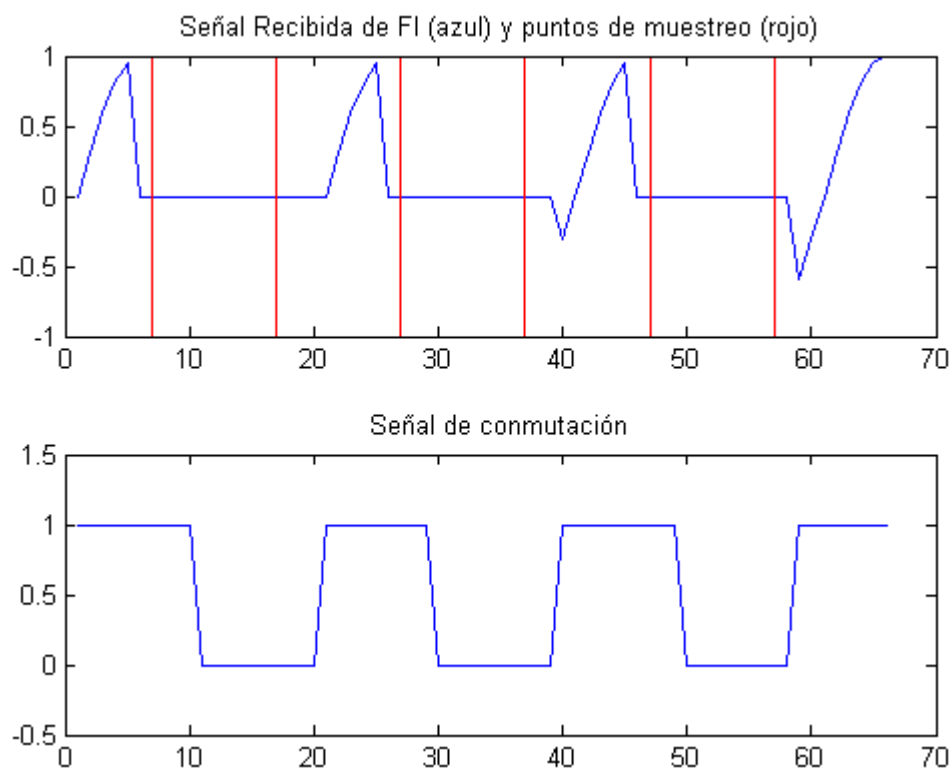


FIGURA 6.3. MUESTREO A FRECUENCIA MUY BAJA

Sin embargo, la utilización de frecuencias de muestreo bastante altas implica el uso de sistemas más rápidos y más caros. Una posible solución que se contempla en este sistema es el uso de un filtro paso bajo a la salida del demodulador, justo antes de la etapa de muestreo. Esto en esencia es lo que se había propuesto anteriormente como “método de filtrado”, sin embargo, en esta etapa no se usará como técnica para obtener directamente el blanco, sino como una ayuda al método de Staggering; limitando en

banda la frecuencia de FI para eliminar en gran medida el aliasing con muestreos a menor frecuencia.

El siguiente ejemplo es de aplicación del método de Staggering en un entorno práctico. Se ha realizado la configuración mostrada en las Figuras 6.4 y 6.5 sobre el radar, con un blanco de 10 metros simulado con un cable (la señal se refleja completamente al llegar al final del cable y retrocede por el mismo camino).

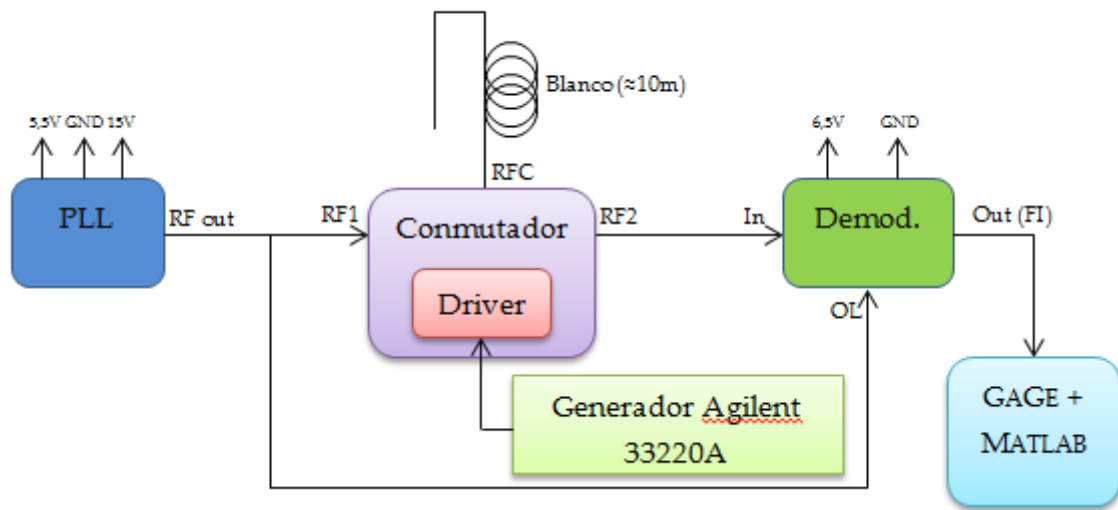


FIGURA 6.4. ESQUEMA DEL MONTAJE REALIZADO PARA APLICAR STAGGERING

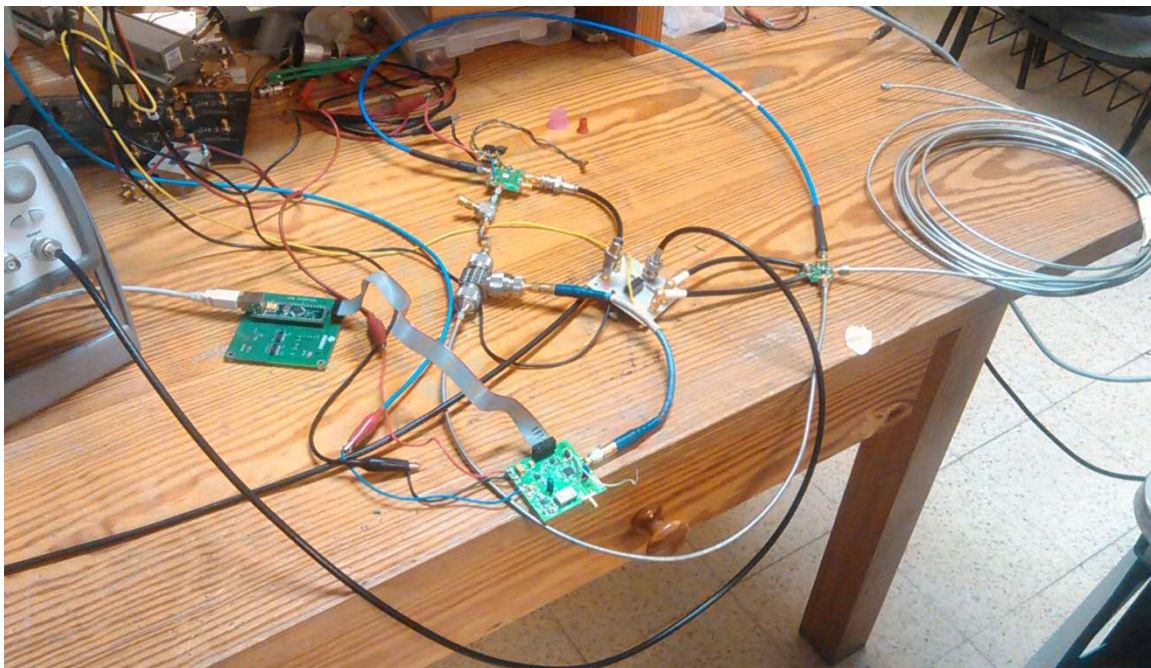


FIGURA 6.5. FOTO DEL MONTAJE REALIZADO PARA APLICAR STAGGERING

El PLL se ha configurado con el método de doble impulso, generado con un generador de onda arbitraria Agilent 33220A. El conmutador conmutará a 4,4 MHz y a 2,51 MHz respectivamente y se realizará una captura en cada caso con la tarjeta GAGE, con una frecuencia de muestreo de 50 Ms/s (con lo que, al no usar un filtro, el efecto del aliasing se verá reducido en gran medida). Con MATLAB se aislará la parte útil de la señal demodulada (aquella correspondiente al barrido durante la subida) y se hará la FFT de las señales [13]. Las FFTs tienen el aspecto mostrado en la Figura 6.6.

Se observa en la Figura 6.6 que concuerda en parte con lo que deberíamos observar, salvo por el hecho de que además de los espurios esperados, existe ruido en toda la banda de observación. Para evitar este efecto se usará un umbral tal que todo valor por debajo del mismo sea igualado a cero en nuestro sistema (concretamente se ha usado un umbral de 5). Por último, se han multiplicado ambos espectros para aplicar el método de staggering, obteniendo buenos resultados (Figura 6.7).

De tal forma que, dejando de lado la potencia en torno a 0 Hz (debido al nivel de continua que tiene la señal de batido introducido por el receptor utilizado), solamente se observa una amplitud relevante en torno a los 60 KHz (Figura 6.8), que es la frecuencia de batido esperada para nuestro blanco a 10 metros.

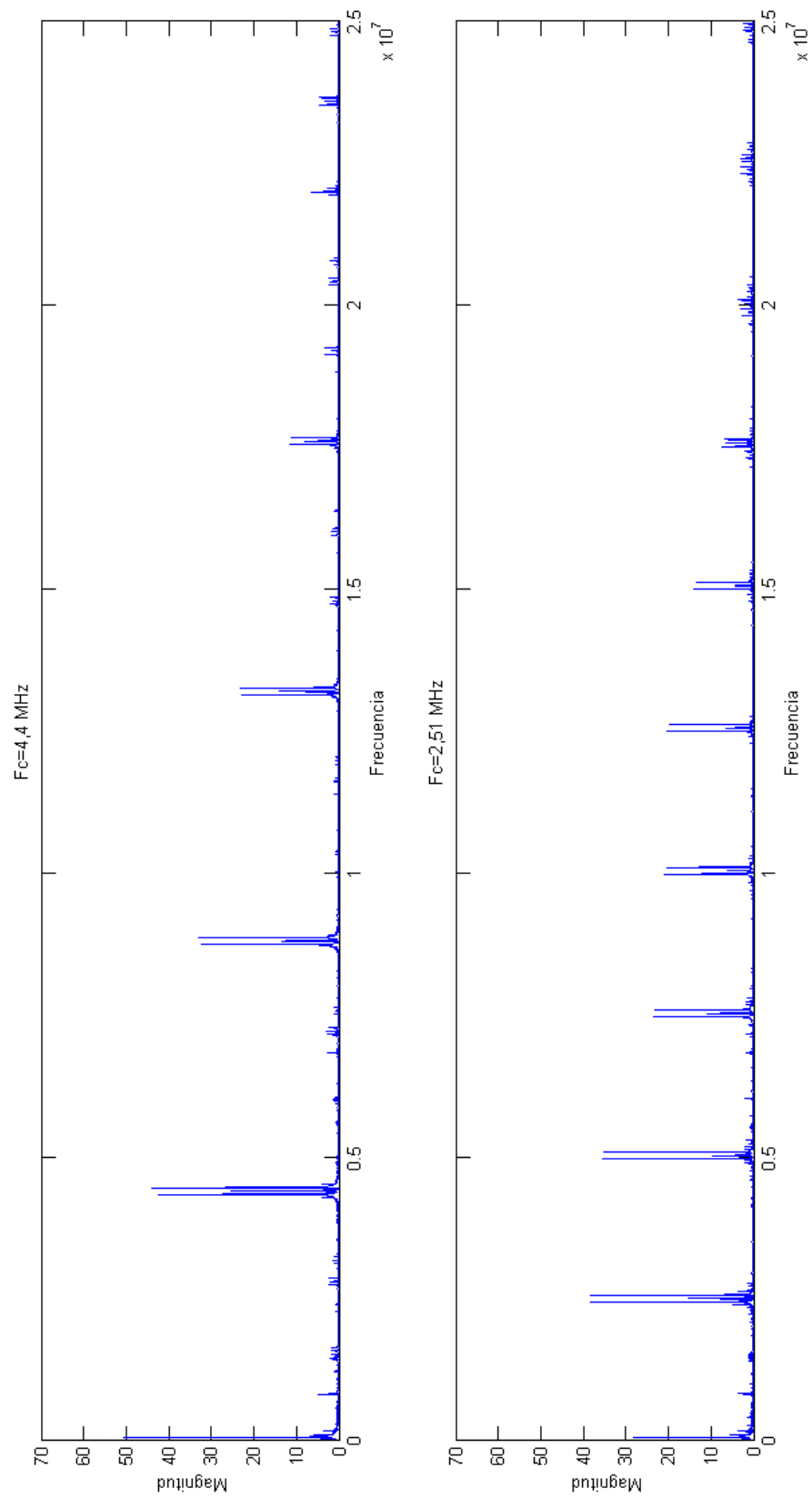


FIGURA 6.6. FFT DE LAS SEÑALES DE FI CON DIFERENTE FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

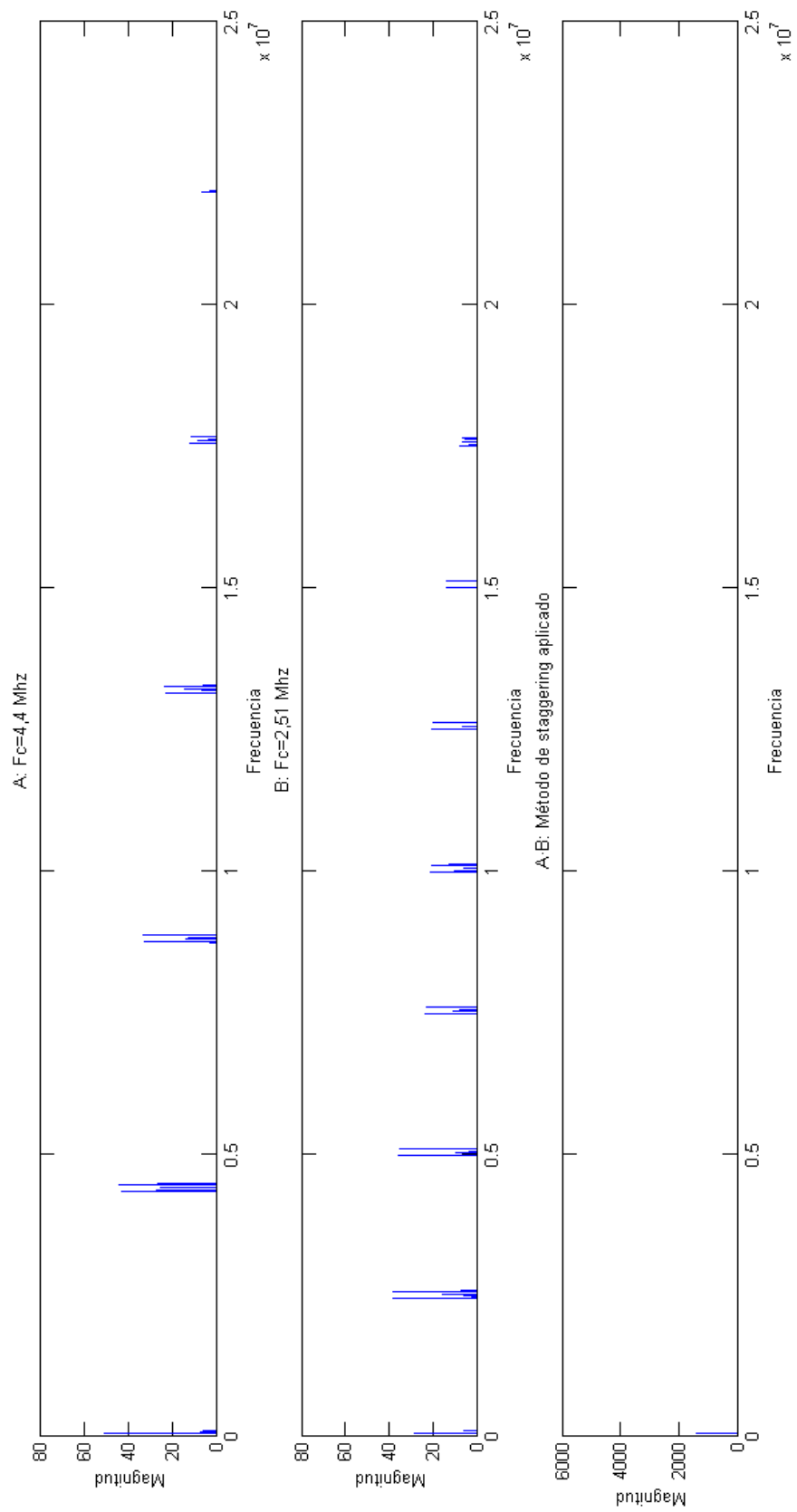


FIGURA 6.7. APLICACIÓN DEL MÉTODO DE STAGGERING

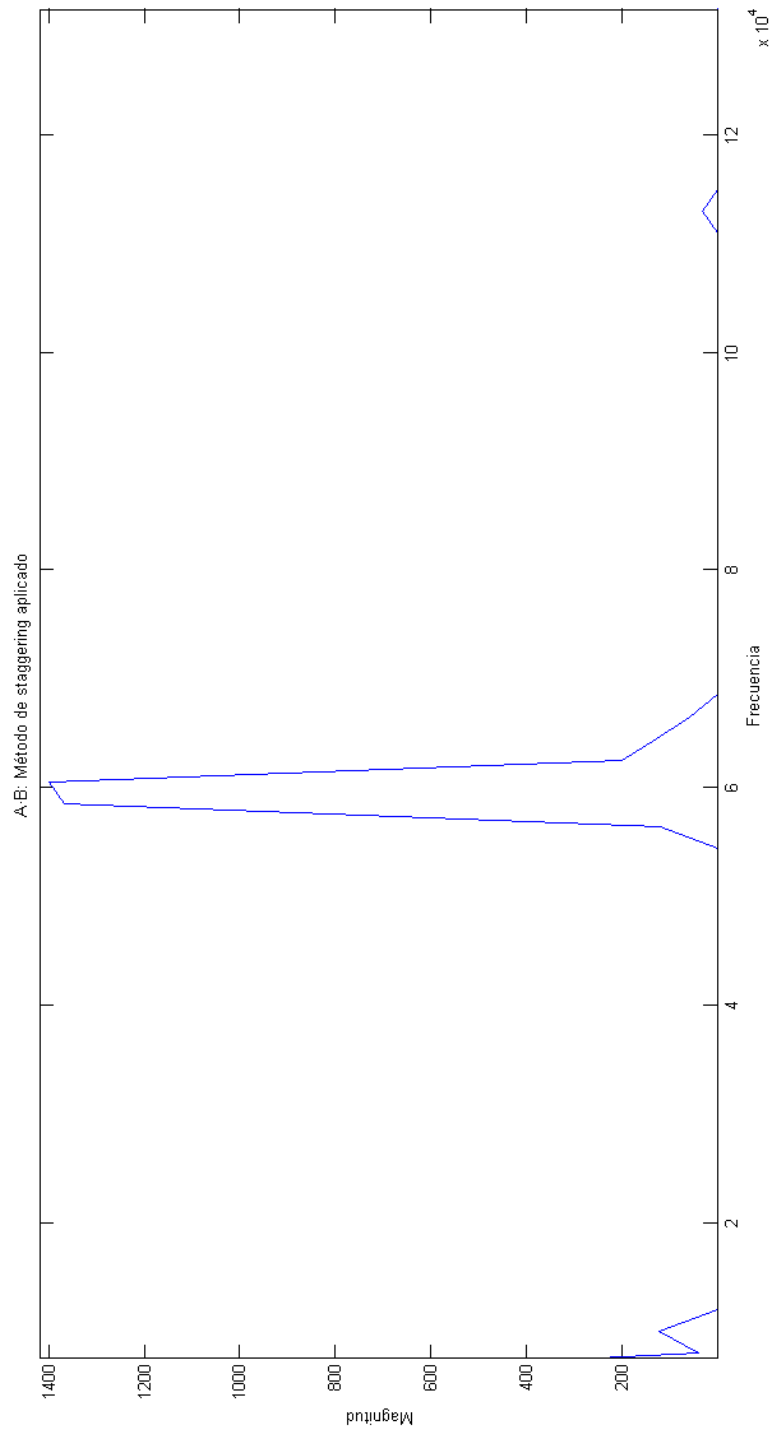


FIGURA 6.8. BLANCO AMPLIADO TRAS APLICAR STAGGERING

A continuación se ha realizado el montaje mostrado en la Figuras 6.9 sobre el sistema, de tal forma que se elimina la componente de conmutación y se simula un blanco similar. Con este montaje se pretende analizar la diferencia existente en sensibilidad entre el modelo CWFM y el modelo FMICW.

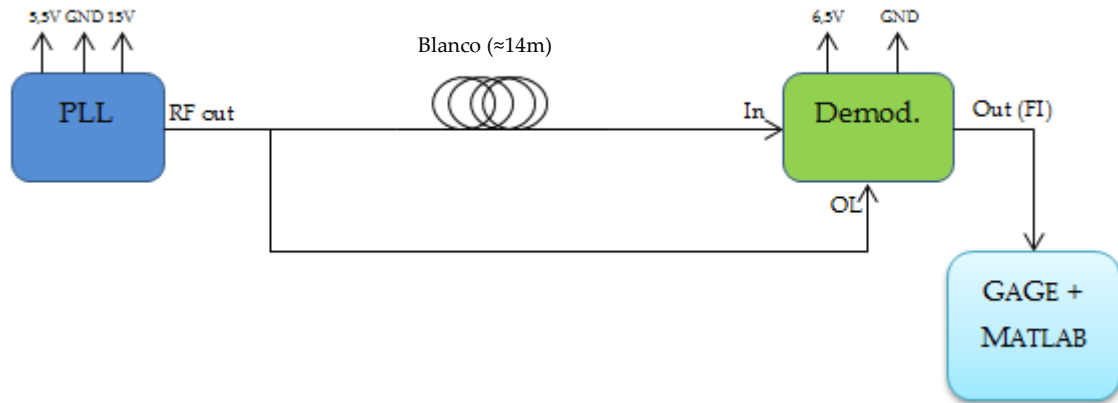


FIGURA 6.9. ESQUEMA DEL MONTAJE REALIZADO PARA COMPROBAR LA DIFERENCIA ENTRE RADAR FMICW Y CWFM

Con este montaje, la señal de FI obtenida tiene el aspecto en frecuencia mostrado en la Figura 6.10.

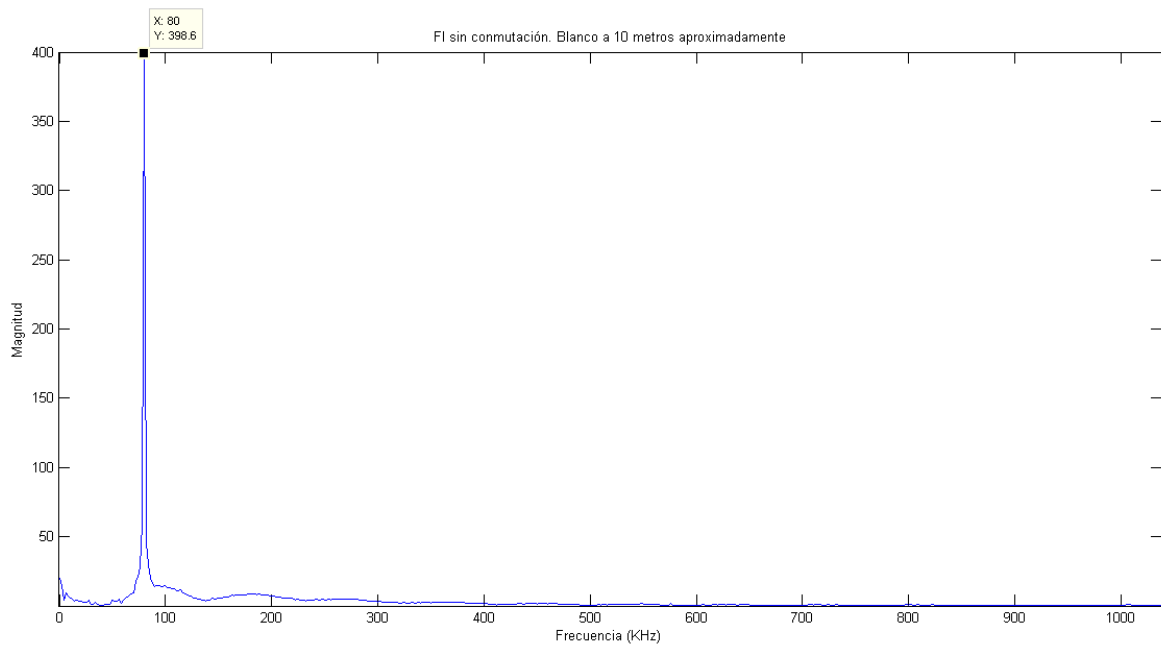


FIGURA 6.10. BLANCO DETECTADO CON EL MODELO CWFM

Se observa claramente el blanco directamente en el espectro, sin necesidad de hacer ningún tipo de procesado. La desviación en frecuencia se debe principalmente a que se ha usado un blanco diferente al usado en la anterior medida.

Si sustituimos el blanco de 10 metros por uno de 28 en el sistema FMICW, la atenuación con el mismo (de aproximadamente 80 dB en el trayecto de ida y vuelta) hace imposible aplicar el anterior método, de forma que no se ve ningún blanco útil cerca de la frecuencia de batido esperada (unos 151 KHz).

Con el fin de mejorar en cierta medida el alcance del sistema y permitir un muestreo más lento, se ha implementado el filtro mostrado en la Figura 6.11 (Chebyshev tipo 1, con frecuencia de corte de 300 KHz y ganancia en torno a los 22 dB en la banda de paso) con el objetivo de situarlo tras el receptor.

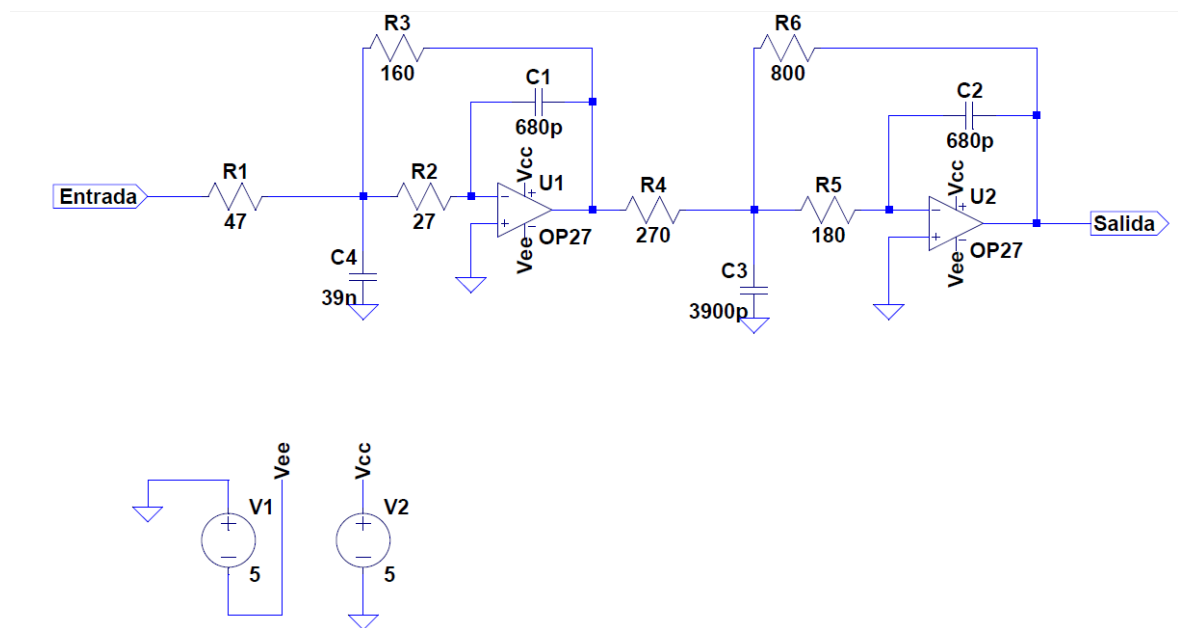


FIGURA 6.11. FILTRO IMPLEMENTADO

Cuya respuesta en frecuencia es tal como se muestra en la Figura 6.12.

La implementación de este filtro se ha realizado en una protoboard como sistema inicial (Figura 6.13).

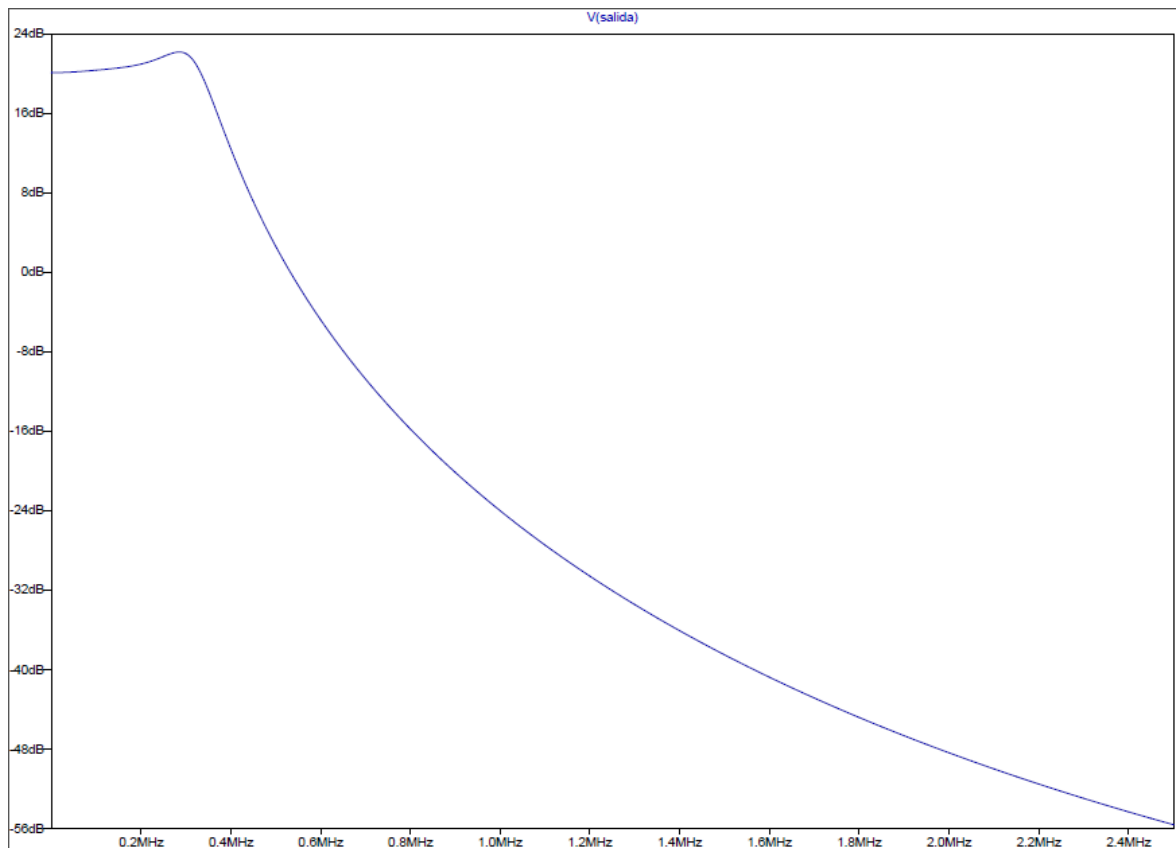


FIGURA 6.12. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO

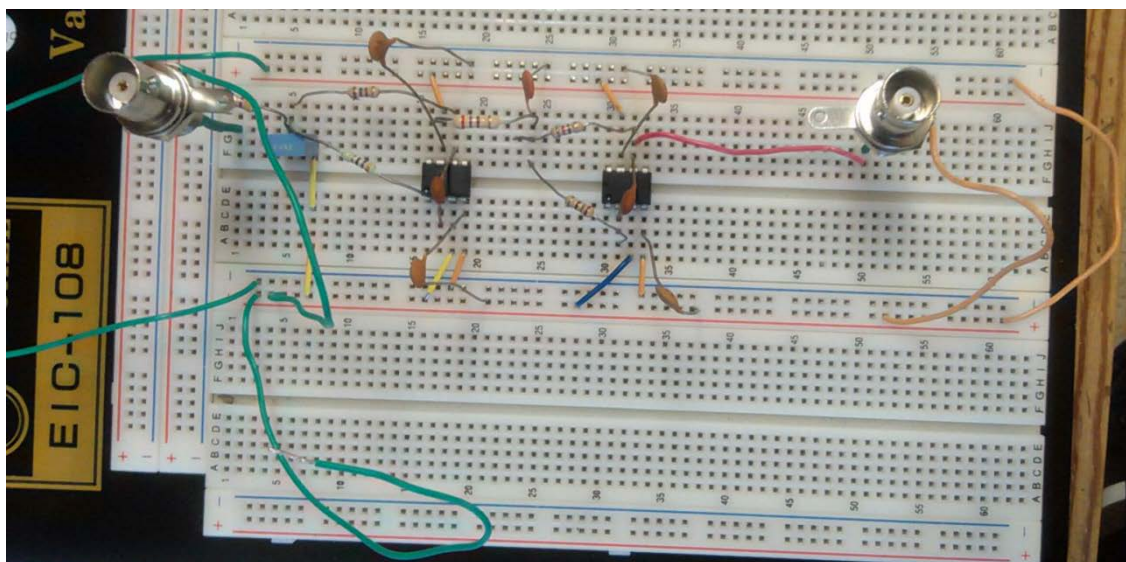


FIGURA 6.13. FILTRO IMPLEMENTADO EN PROTOBOARD

Con este filtrado en la etapa de recepción y siguiendo los pasos descritos anteriormente, con un blanco de 28 metros, y tras aplicar el método de Staggering

observamos que aunque se detecta el blanco, se detectan también blancos falsos cercanos al rango deseado (Figura 6.14).

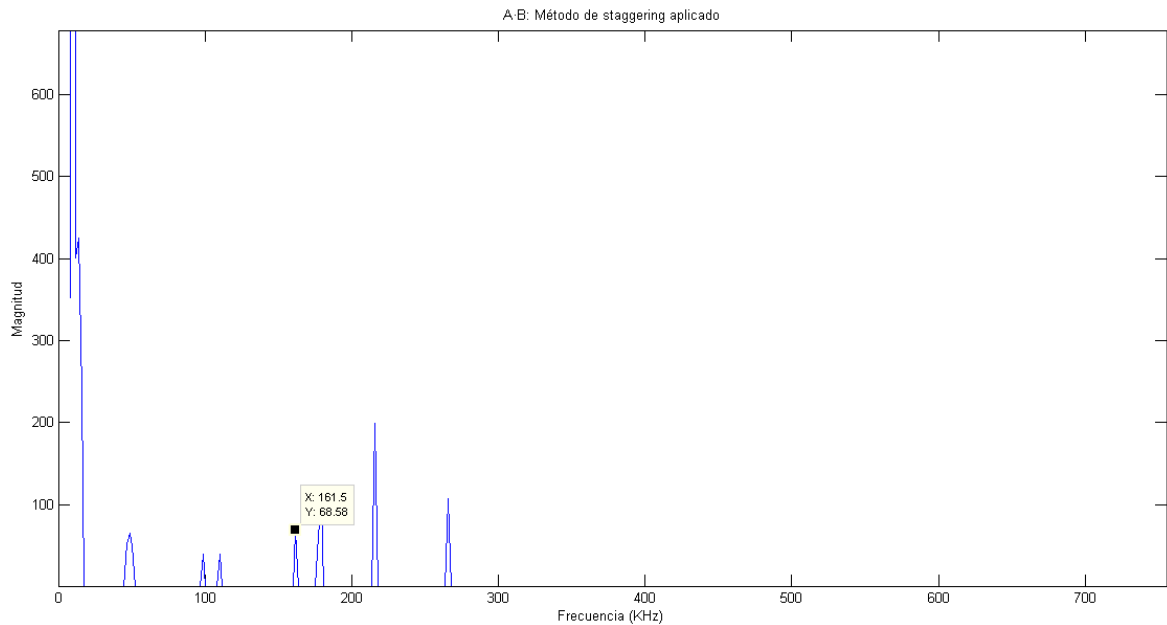


FIGURA 6.14. BLANCO DESEADO Y FALSAS ALARMAS

Con el fin de automatizar nuestro sistema se desarrollará un software en MATLAB capaz de, además de hacer el procesado, hacerlo automáticamente y controlar la frecuencia de conmutación (para lo que se hará uso de comandos SPCI a partir de protocolo TCP/IP). El esquema final del sistema se muestra en la Figura 6.15.

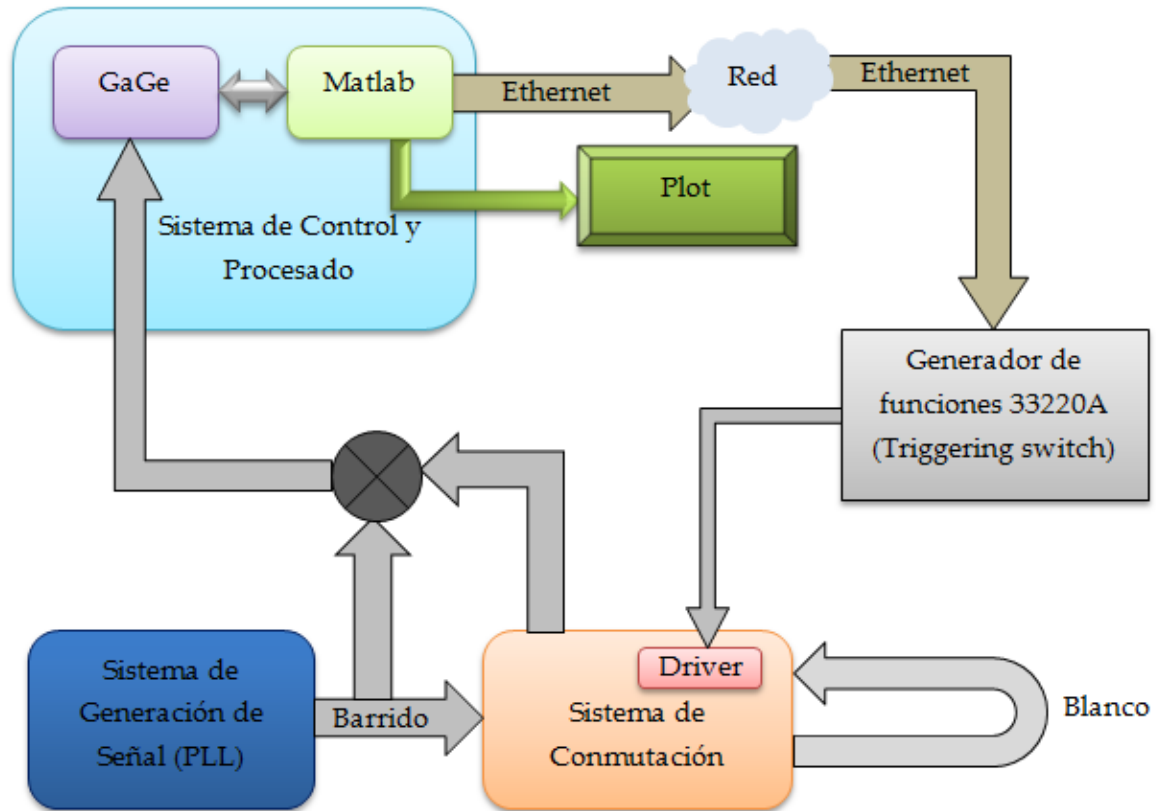


FIGURA 6.15. ESQUEMA DEL SISTEMA IMPLEMENTADO PARA AUTOMATIZAR EL RADAR

Donde el software desarrollado deberá elegir una frecuencia de conmutación y actuar sobre el generador de onda arbitraria para que se use esa frecuencia de conmutación, capturar (con la tarjeta GAGE) la señal obtenida en FI, cambiar la frecuencia de conmutación, capturar la señal en FI, multiplicar las FFT de las dos señales anteriormente capturadas, umbralizar la salida y hacer un plot de la misma para mostrar la salida al usuario.

Siguiendo el esquema de la Figura 6.16 se ha desarrollado el software en MATLAB (el código se puede observar en el ANEXO II).

La salida obtenida de este sistema con un blanco a 10 metros es la mostrada en la Figura 6.17.

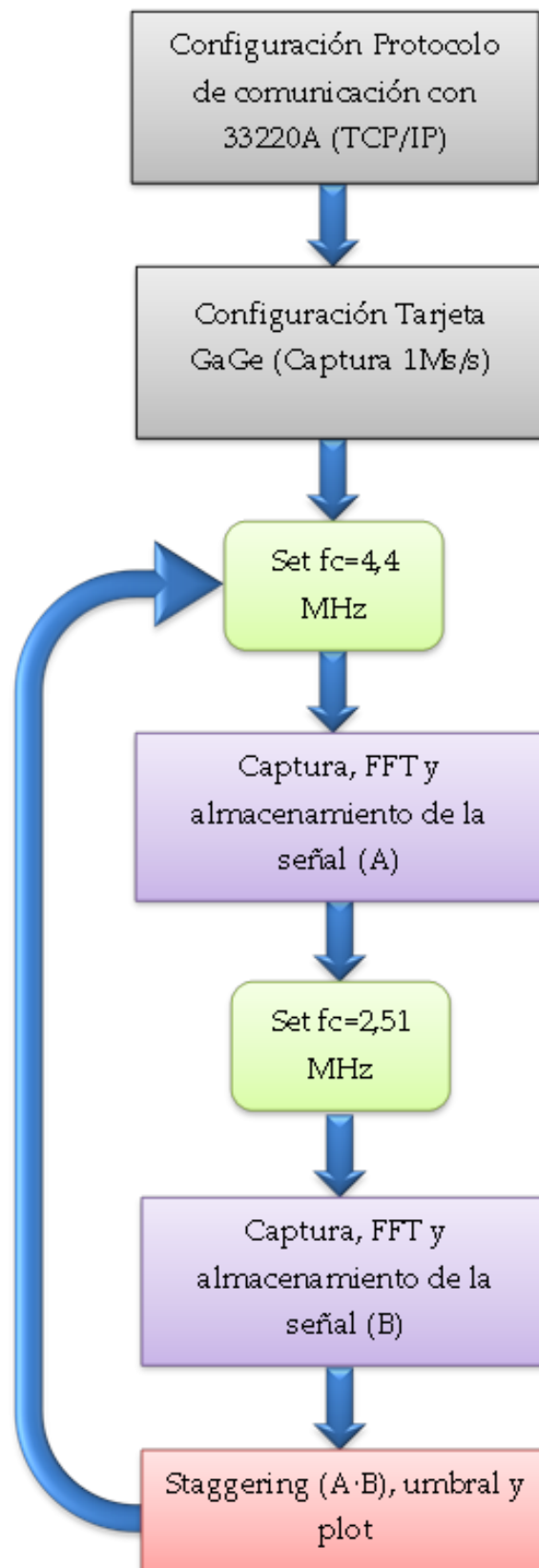


FIGURA 6.16. ESQUEMA DEL SOFTWARE A DESARROLLAR PARA CONTROL Y PROCESADO DE LA SEÑAL

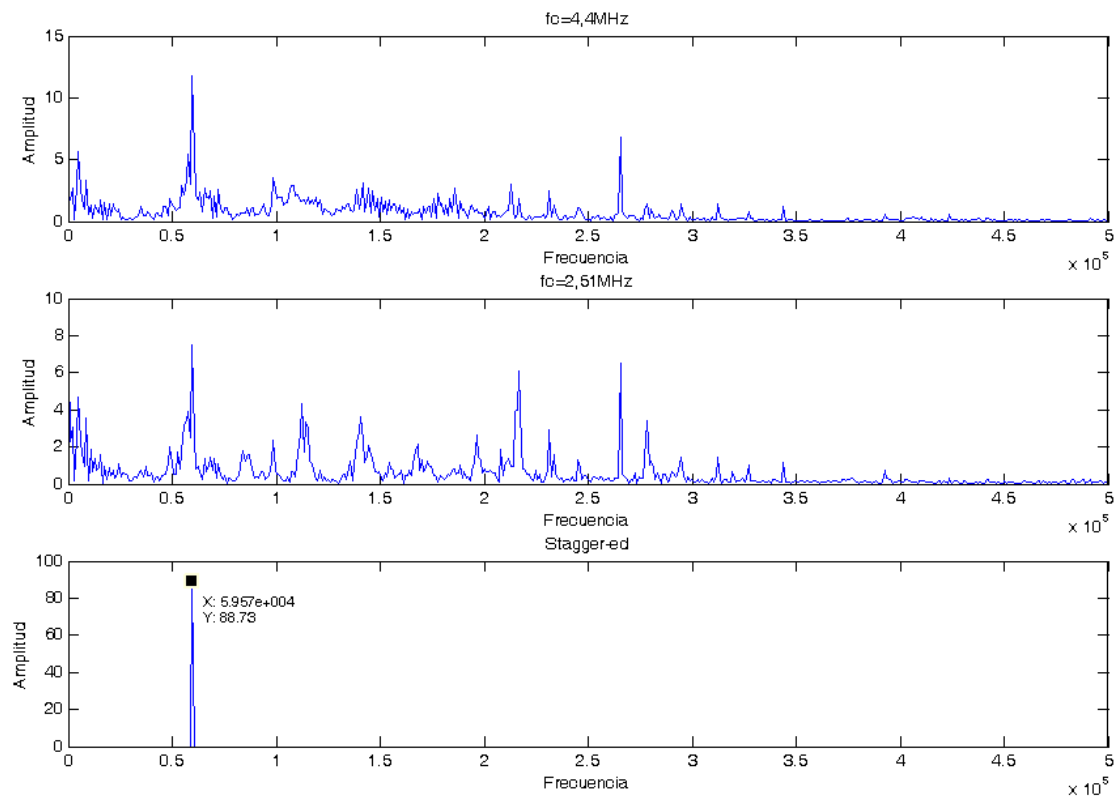


FIGURA 6.17. PLOT DEL RADAR CON MÉTODO DE STAGGERING APLICADO

Con este montaje, se ha comprobado que la máxima distancia que se alcanza con el radar sin perder el blanco o sin observar ruido por encima del nivel del blanco, es un blanco de aproximadamente 10 metros.

Para aumentar el alcance efectivo del radar evitando blancos falsos, se ha optado por eliminar (digitalmente) todo el espectro de batido por debajo de 8KHz, teniendo en cuenta que en esta banda se encuentra la frecuencia de la rampa de barrido (aprox. 2 KHz) y sus espurios (Figura 6.18), los cuales tienen un nivel considerable y no son eliminados por el método de Staggering. Por otro lado, se ha implementado el filtro anteriormente comentado en placa PCB, reciclando una placa antigua de un CAG (Figura 6.19).

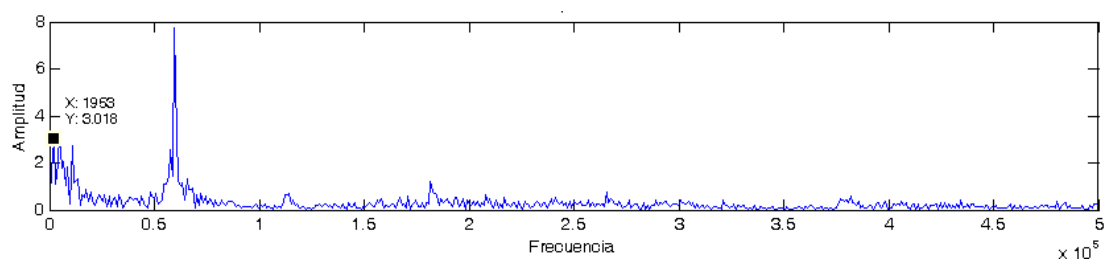


FIGURA 6.18. SEÑALES INDESEADAS PROCEDENTES DE LA RAMPA DE BARRIDO

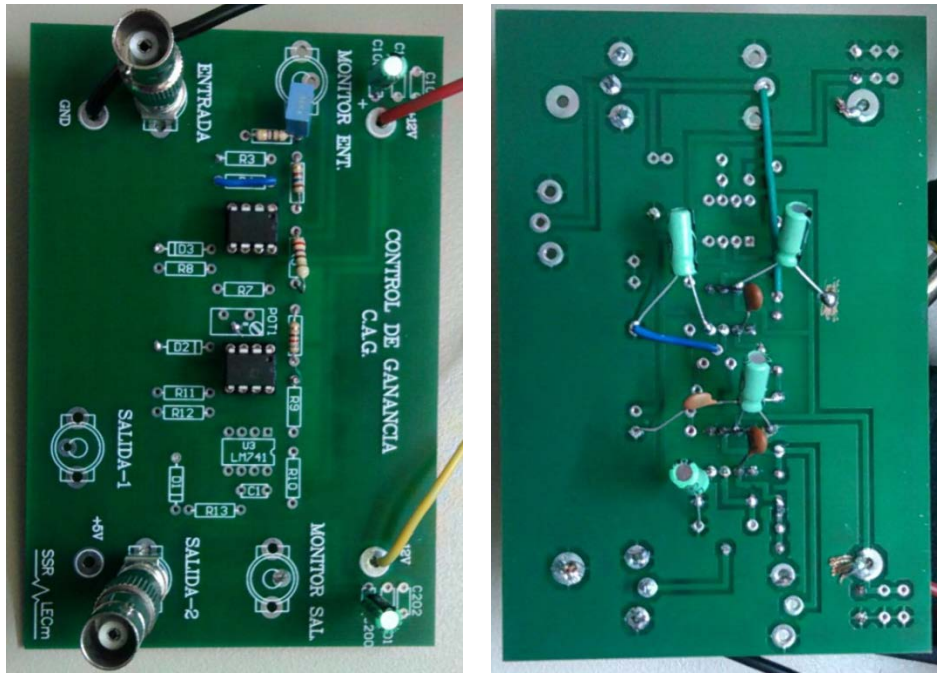


FIGURA 6.19. VISTA FRONTAL Y TRASERA DEL FILTRO IMPLEMENTADO EN PCB

Con esto, se ha conseguido bajar el umbral hasta un valor de 1,2, de forma que se pueden detectar blancos más lejanos. El límite práctico a esta versión es de 19 metros, viendo a la entrada del conversor AD (GAGE) la potencia (medida en el analizador de espectro) mostrada en la Figura 6.20.

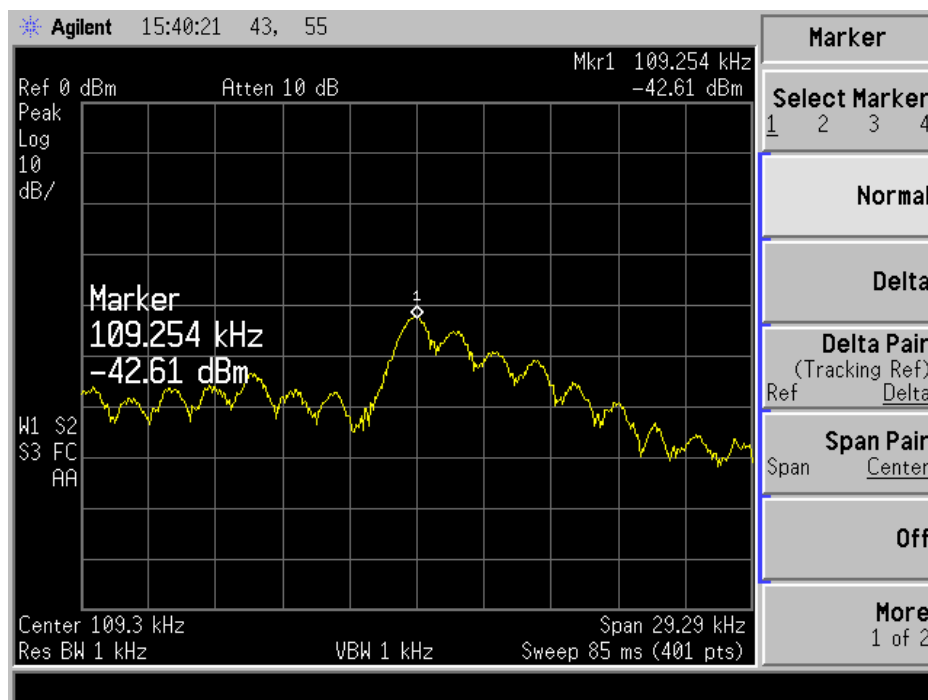


FIGURA 6.20. NIVEL DE SENSIBILIDAD DEL RECEPTOR

7. CONCLUSIONES

El radar FMICW requiere una mayor complejidad técnica que el radar CWFM, ya que precisa de un subsistema de conmutación (que, por otra parte, es un circuito relativamente simple) y de un procesamiento más avanzado de la señal de FI. A cambio de una mayor complejidad técnica se espera un mayor alcance debido al aumento del aislamiento entre transmisor y receptor, lo que supone una gran limitación en los radares de onda continua.

Las medidas finales de este estudio confirman la viabilidad práctica de los diferentes métodos para aislar la señal útil de sus espurios en este modelo. Por otra parte, se puede apreciar una disminución de la potencia recibida debido a la conmutación, lo que repercute en una pérdida considerable de nivel de señal del blanco.

El desarrollo de este TFG ha requerido el manejo de muchos conceptos teóricos y herramientas de software cuyo aprendizaje se ha llevado a cabo durante el tiempo destinado a este TFG. Así mismo, muchos conceptos adquiridos durante la carrera (principalmente en el campo del hardware y el procesamiento) se han aplicado para modelar y diseñar los diferentes subsistemas del radar FMICW.

7.1. APLICACIONES POSIBLES

Las posibles aplicaciones para este sistema son básicamente las mismas que para un radar de onda continua FM. El objetivo es sustituir dos antenas por una sola, ahorrando costes y obteniendo una mayor ganancia de antena para la ecuación radar.

Aunque el coste de sustituir dos antenas por una sola en este sistema sea utilizar un procesamiento de la señal más avanzado que el usado en un radar CWFM clásico, el cambio se compensa positivamente teniendo en cuenta la tendencia actual en costes/características de los microprocesadores actuales.

8. PROPUESTA DE MEJORAS DEL SISTEMA

Para finalizar el estudio teórico/práctico del sistema expuesto en este Trabajo de Fin de Grado, se contemplarán una serie de mejoras posibles con el fin de aportar ideas extra y profundizar un poco más en la versatilidad de este diseño.

8.1. UTILIZACIÓN DE UN SISTEMA EMPOTRADO PARA LA IMPLEMENTACIÓN

La primera mejora que se contempla para el sistema consiste en implementarlo completamente mediante el uso de un sistema empotrado, de forma que dejamos de depender de un PC para realizar las tareas de procesamiento y control y de generadores de forma arbitraria de uso general para las diferentes señales del sistema.

Se propone el uso de una plataforma de hardware Open-Source (para poder implementarla en una PCB con todos los periféricos necesarios si fuera preciso) de tipo BeagleBone Black (Figura 7.1), la cual se basa en un microprocesador ARM® Cortex-A8 con conversores A/D, puertos SPI, I2C, etc.... Otra plataforma más ajustada, de mejor precio y que podría cumplir las especificaciones es la familia dsPIC de Microchip (CPU con DSP, puertos de varios tipos, generador de reloj interno, ADC de 10 bit a 1,1 Msps...).

Esta plataforma deberá ser capaz de generar las dos señales de control del sistema: El trigger del PLL y la señal de conmutación de frecuencia variable. Para ello, se proponen varios métodos.

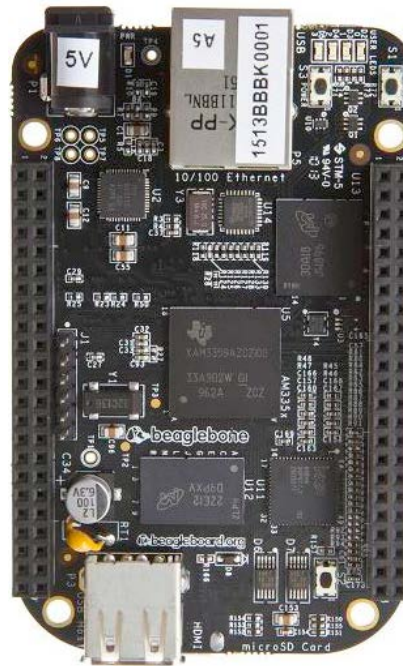


FIGURA 7.1. BEAGLEBONE BLACK

8.1.1 GENERACIÓN DEL TRIGGER DEL PLL CON DIVISOR FRACCIONAL

Para esta señal (dos pulsos separados $35\mu\text{s}$ aproximadamente, con un periodo de repetición de $0,5\text{ms}$), al tratarse de una señal especial que debe generarse al alcanzar el final de la rampa, se podría generar en una rutina de interrupción que se habilite ante el flanco de subida de una señal. Esta señal tiene que dispararse cuando la rampa esté llegando al final de su barrido, de forma que se genera el doble trigger mediante una señal digital que indica el final de la rampa. Para generar esta señal se puede utilizar un trigger Schmitt sobre la tensión de control del VCO (Figura 7.2).

Otra forma de generar esta señal de disparo es mediante una rutina de interrupción sobre un contador. El contador cuenta varios ciclos de reloj correspondientes a un tiempo y al llegar al valor que se haya designado ($0,5\text{ms}$) se ejecuta la rutina de interrupción, que debería generar el doble impulso y resetear el contador, el cual volverá a ejecutar la rutina de interrupción pasados $0,5\text{ms}$ (Figura 7.3).

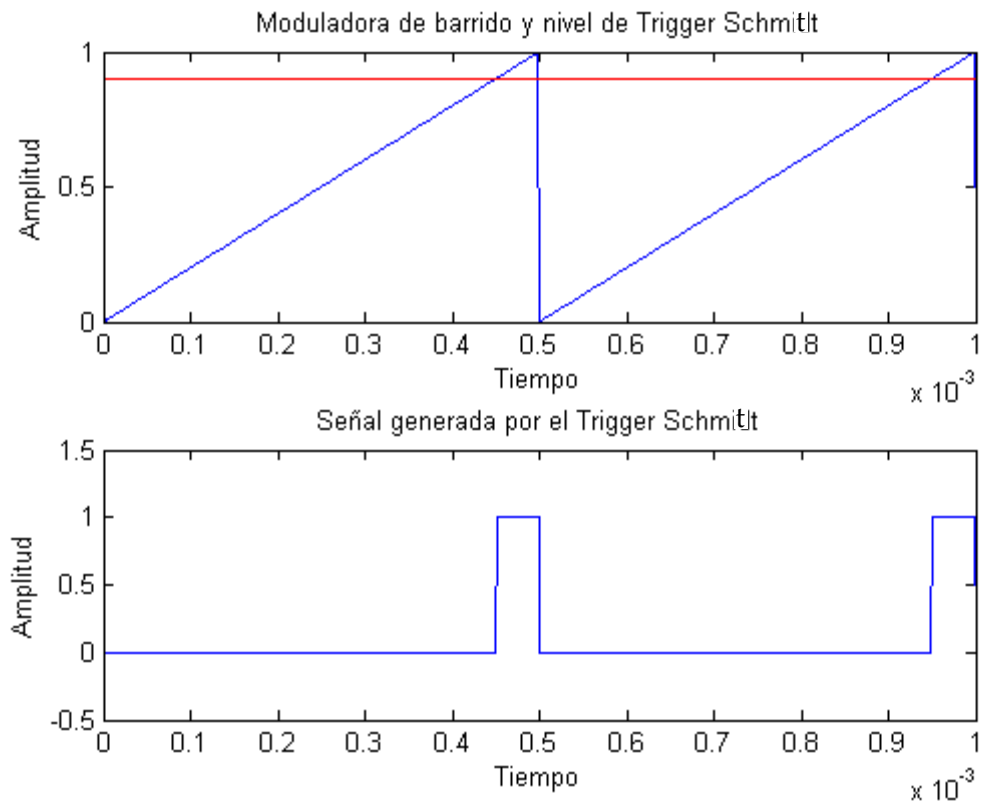


FIGURA 7.2. GENERACIÓN DE UNA SEÑAL QUE DETECTE EL FINAL DEL BARRIDO MEDIANTE UN TRIGGER SCHMITT

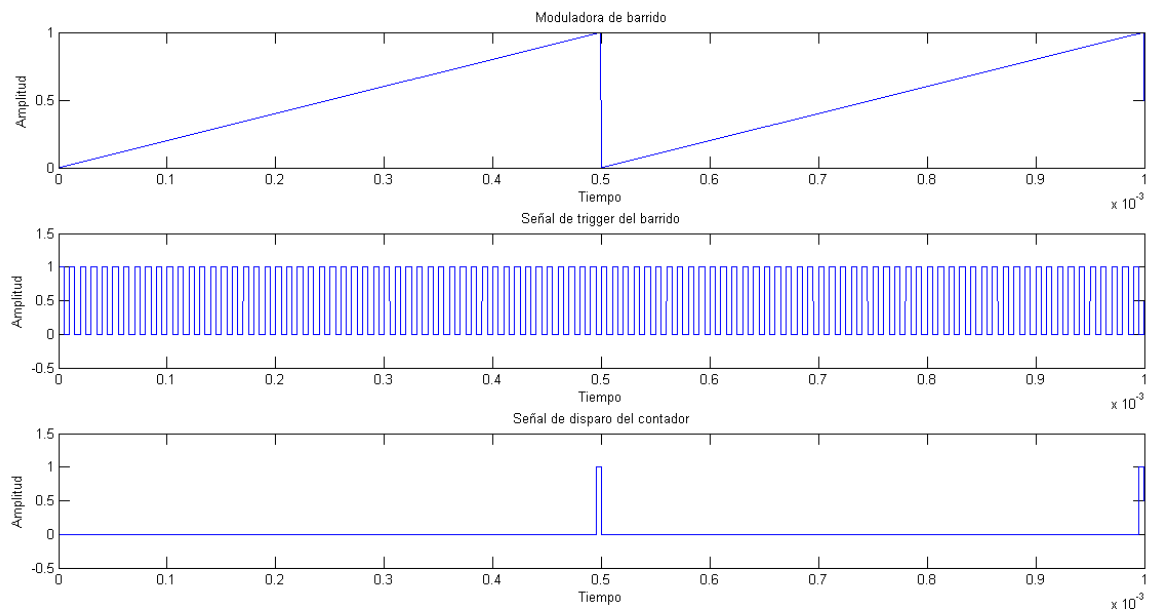


FIGURA 7.3. GENERACIÓN DE UNA SEÑAL QUE DETECTE EL FINAL DEL BARRIDO MEDIANTE UN CONTADOR (TIMER)

8.1.2. GENERACIÓN DE LAS SEÑALES DE CONMUTACIÓN

Nuestro sistema debería ser capaz de generar las señales variables en frecuencia que dispararán el conmutador. Para ello solamente es necesario generar una señal TTL cuya frecuencia iremos variando. Una de las posibles formas de conseguir esto es usando un divisor programable externo a la BeagleBone que se comunique por alguno de los puertos de los que dispone la BeagleBone (aprovechando que disponemos de varios puertos diferentes) y utilizarlo para dividir por ciertos factores la señal de reloj del microprocesador. La rutina que varía el factor de división de este dispositivo (y, por tanto, varía la frecuencia de conmutación) debería ejecutarse dentro de la rutina de interrupción que se describe en el anterior apartado (justo al final de cada rampa). En el caso del dsPIC, éste dispone de osciladores de reloj internos programables que directamente pueden cumplir esta función.

8.1.3. PROCESADO DE LA SEÑAL

Además de generar las señales necesarias para el disparo de los diferentes subsistemas, nuestro sistema empotrado deberá ser capaz de procesar la señal e informar al usuario de la distancia a los diferentes blancos.

Para esto, es necesario una rutina que, en el periodo entre interrupción e interrupción (durante el barrido útil de la rampa) capture la señal de FI procedente del receptor, calcule su FFT y la multiplique por la FFT calculada de la captura del barrido anterior. La BeagleBone Black incluye varios conversores A/D que son útiles para muestrear la señal de FI, aunque su rango dinámico (de 0 a 1,8V) es bastante pobre y su frecuencia de muestreo es muy baja. Se podría utilizar un conversor A/D externo que se comunique por algunos de los puertos que incluye la BeagleBone. El dsPIC también incluye varios conversores analógico a digital, cuyo rango dinámico es mayor que el de la BeagleBone, así como funciones de DSP especiales para calcular FFTs más eficientemente.

8.1.4. PRESENTACIÓN EN PANTALLA

La BeagleBone incluye una salida microHDMI, de forma que se puede conectar a una pantalla de cualquier tipo con el fin de mostrar el resultado de la operación de procesamiento de la señal, e informar al usuario de las diferentes distancias a los blancos. Otras opciones contemplan el uso de pantallas y displays que utilicen otros protocolos de comunicación, aprovechando que la BeagleBone dispone de varios puertos diferentes. el dsPIC no dispone de tantos recursos como la BeagleBone para realizar un plot al usuario, aunque dispone de puertos de comunicación para displays externos.

8.2. AUMENTO DEL ALCANCE MEDIANTE AMPLIFICACIÓN

La segunda mejora que se contempla para el sistema es el aumento del alcance efectivo del radar mediante el uso de amplificación. Como ya habíamos comprobado con las medidas realizadas en el apartado 6 de este TFG, el alcance máximo efectivo del radar, eliminando los espurios de la rampa de barrido es de 19 metros. Este alcance viene altamente determinado por la potencia radiada por el radar. Para aumentar el alcance del mismo es necesario aumentar la potencia radiada.

Teniendo en cuenta que el circuito de conmutación elegido permite potencia de entrada de 25 dBm y que el PLL dispone a su salida de 9dBm de potencia, podemos amplificar unos cuantos dB la potencia que llega del PLL al conmutador. Así mismo el receptor que hemos usado en la última parte de este análisis tiene internamente un amplificador (aproximadamente 12 dB a 10 GHz) que mejora en parte la señal recibida, de forma que la única mejora que podríamos implementar en esta sería utilizar un híbrido para combinar las salidas I/Q y ganar 3dB.

Sin embargo, el valor de amplificación a aplicar en cada puerta debe ser estudiado cuantitativamente, ya que un exceso de amplificación en ambas puertas puede causar un aislamiento insuficiente entre ellas y, por tanto, problemas a la hora de procesar la señal.

8.3. USO DE PERFILES DE ALCANCE

En el apartado 6 de este TFG se han elegido dos frecuencias de conmutación bastante altas (4 MHz y 2,51 MHz) para aplicar el método de Staggering. La razón por la que se han elegido estos valores es que si queremos detectar blancos cercanos, debido a la sensibilidad, las frecuencias de conmutación deben ser muy altas. Como la potencia de radiación del radar que se ha implementado es baja y la frecuencia de emisión usada implica altas atenuaciones, el alcance del radar se ve limitado a unas pocas decenas de metros.

Una vez implementados los sistemas de amplificación comentados en el apartado 8.2, las frecuencias óptimas de conmutación del radar podrían bajar de 1 MHz, sin embargo, esto implicaría perder blancos más cercanos, cuya sensibilidad sería tan baja que casi no se detectarían.

La solución consiste en usar perfiles de alcance. De esta forma el usuario puede elegir un rango de alcances que desee observar y consecuentemente se configurarán las frecuencias de conmutación implicadas en el barrido.

Otra alternativa más avanzada consiste en que el radar vaya variando los perfiles de alcance de forma secuencial automáticamente y detecte blancos en rangos muy extensos.

9. PRESUPUESTO

En este apartado se recogen tanto los costes materiales como la tarificación por mano de obra del desarrollo de este TFG, atendiendo a los honorarios...

El presente presupuesto se desglosa siguiendo los siguientes conceptos:

- Recursos materiales

- Trabajo tarificado por tiempo empleado
- Material fungible
- Aplicación de impuestos

Se comienzan a desglosar a continuación cada uno de estos conceptos.

9.1 RECURSOS MATERIALES

En este apartado se contemplan tanto los materiales empleados para el diseño de los diferentes montajes realizados a lo largo del TFG como los equipos y herramientas utilizados para tomar las medidas. Los recursos empleados se subdividen en fungibles y amortizables.

La amortización se calcula sobre el tiempo útil de cada uno de los recursos y tiene en cuenta la pérdida de valor del recurso a lo largo de su vida útil. El cálculo del coste asociado a un recurso amortizable se realiza como sigue:

$$\text{Coste} = \frac{\text{Valor de adquisición} - \text{Valor residual}}{\text{Tiempo de vida útil}}$$

9.1.1. RECURSOS MATERIALES FUNGIBLES

Material	Unidades	Precio por unidad (€)	Subtotal (€)
Resistencias SMD	1	0,04	0,04
PLL + VCO (Eval. Kit) HMC778LP6CE	1	873,53	873,53
Receptor Down-Converter (Eval. PCB) HMC908LC5	1	266,90	266,90
Total			1140,47

TABLA 9.1. COMPONENTES ELECTRÓNICOS UTILIZADOS EN LA ETAPA DE GENERACIÓN DE SEÑAL

Material	Unidades	Precio por unidad (€)	Subtotal (€)
Resistencias de orificio pasante	1	0,10	0,10
Zéner	4	0,30	1,20
Integrado 74HC04	1	1,67	1,67
Conmutador DC-12GHz (Eval. PCB) HMC232LP4	1	175,96	175,96

Total 178,93

TABLA 9.2. COMPONENTES ELECTRÓNICOS UTILIZADOS EN LA ETAPA DE CONMUTACIÓN

Material	Unidades	Precio por unidad (€)	Subtotal (€)
Integrado OP27G	2	5,38	10,76
Resistencias de orificio pasante	6	0,10	0,60
Condensadores cerámicos	4	0,20	0,80
Condensadores electrolíticos	6	0,32	1,92

Total 14,08

TABLA 9.3. COMPONENTES ELECTRÓNICOS UTILIZADOS EN LA ETAPA DE PROCESADO Y CONTROL

Material	Unidades	Precio por unidad (€)	Subtotal (€)
Conectores SMA	4	6,16	24,64
Latiguillos SMA-SMA	1	18,62	18,62
Conectores BNC	1	2,71	2,71
Conectores RCA	2	1,63	3,26
Pasta para soldar	1	25	25
Carrete de estaño 0,5mm, 250 grs	1	19,42	19,42
Malla trenzada para desoldadura	1	3,54	3,54
PCB 63x77 mm	1	5	5
PCB reciclada CAG	1	-	-

Total 102,19

TABLA 9.4. OTROS MATERIALES Y ELEMENTOS UTILIZADOS

9.1.2. RECURSOS MATERIALES AMORTIZABLES

Recurso	Valor de Adquisición (€)	Valor residual (€)	Vida útil (años)	Amortización mensual	Uso (meses)	Cuota aplicable (€)
Osciloscopio 500 MHz	6515	300	15	34,53	3	103,59
Analiz. Espectro 40 GHz	42000	500	25	138,33	3	415
Analiz. Espectro 3 GHz	4710	500	20	17,54	3	52,62
Tarjeta PCI GaGe	6900	1000	15	32,78	3	98,34
Fuente de Tensión	340	100	10	2	3	6
Fuente de Tensión	340	100	10	2	2	4
Fuente de Tensión	340	100	10	2	1	2
Generador de forma de onda arbitraria 20 MHz	1135	400	15	4,08	3	12,25
Generador de forma de onda arbitraria 20 MHz	1135	400	15	4,08	1	4,08
Generador analógico de señal	26000	1000	25	83,33	1	83,33
Estación de soldadura	400	100	10	2,5	1	2,5
Total						787,71

TABLA 9.5. EQUIPOS DE MEDIDA, SOLDADURA, FUENTES Y GENERADORES

Recurso	Valor de Adquisición (€)	Valor residual (€)	Vida útil (años)	Amortización mensual	Uso (meses)	Cuota aplicable (€)
DDS (Diseño GIC)	4000	500	20	14,58	1	14,58
PC	700	100	5	13,33	1	13,33
Cable SMA (dif. longitudes)	616	100	20	2,15	1	2,15
Cargas 50Ω SMA	22	10	30	0,03	3	0,09
Divisor de Potencia 11636A	157,27	50	20	0,45	3	1,35
Circuladores SMA	703,92	400	20	1,27	3	3,81
Total						35,31

TABLA 9.6. ELECTRÓNICA

Recurso	Valor de Adquisición (€)	Valor residual (€)	Vida útil (años)	Amortización mensual	Uso (meses)	Cuota aplicable (€)
Licencia Matlab básica	500	0	20	2,08	1	2,08
Licencia Instrument Control Toolbox para Matlab	200	0	20	0,83	1	0,83
Licencia VEE Student	65	0	5	1,08	1	1,08
Licencia Eagle PCB	0	0	10	0	1	0
Total						3,99

TABLA 9.7. LICENCIAS DE SOFTWARE

9.2. TRABAJO TARIFICADO POR TIEMPO EMPLEADO

En este apartado se calculan los honorarios a tomar por el trabajo desarrollado. Su cálculo está basado en los honorarios aprobados por la ULPGC para personal en contratos de investigación, concretamente en el salario base mensual de un Ing. Técnico en proyecto con dedicación de 20 horas (TCP4). Disponibles en:

https://www.ulpgc.es/hege/almacen/download/7083/7083233/boulpgc_noviembre_2010_4_noviembre.pdf

TITULACIÓN MÍNIMA EXIGIDA	DEDICACIÓN (HORAS SEMANALES)	RETRIBUCIÓN MENSUAL BÁSICA	RETRIBUCIÓN BRUTA ANUAL	INDEMNIZ. FIN DE CONTRATO	SEGURIDAD SOCIAL	COSTE TOTAL ANUAL	COSTE TOTAL MENSUAL
Técnico Superior FP3, Diplomado o Ing. Técnico TCP4	TP 20	676,98	7949,52	174,24	2688,96	10812,72	901,06

TABLA 9.8. HONORARIOS DE REFERENCIA

Sobre la retribución mensual básica mostrada en la Tabla 9.8 se han calculado los honorarios por hora a tener en cuenta, que corresponde con una retribución por hora de 7,52€. Con esta retribución y teniendo en cuenta que el TFG comprende 12 créditos ECTS (25 horas de trabajo del estudiante), se calcula una retribución total de **2256 €** por trabajo tarificado.

9.3. MATERIAL FUNGIBLE

Se contemplan gastos asociados a la impresión de este TFG, su encuadernación y otros gastos de oficina.

Descripción	Subtotal (€)
Papel, fotocopias, tóner de impresora, encuadernación, etc.	200
Total 200	

TABLA 9.9. GASTOS ASOCIADOS A MATERIAL FUNGIBLE

9.4. IMPUESTOS APLICADOS

El valor del IGIC graba el presupuesto con un 7%. El coste total del proyecto con impuesto aplicado se desglosa en la Tabla 9.10.

Descripción	Subtotal (€)
Recursos Materiales Fungibles	
Etapa de Generación de Señal	1140,47
Etapa de Conmutación	178,93
Etapa de Procesado y Control	14,08
Otros	102,19
Recursos y Materiales Amortizables	
Equipos de medida, soldadura, fuentes y generadores	787,71
Electrónica	35,31
Licencias de Software	3,99
Tarifa por tiempo trabajado	2256
Material fungible	200
SUMA	4718,68
IGIC 7%	330,31
TOTAL	5048,99

TABLA 9.10. COSTE TOTAL DEL TFG

ANEXOS

ANEXO I. ESTABILIDAD DE LA PORTADORA

En este anexo se exponen las medidas realizadas de la señal de barrido del PLL mientras esta se encuentra parada en un instante concreto.

I.1. BARRIDO USANDO EL DIVISOR PROGRAMABLE

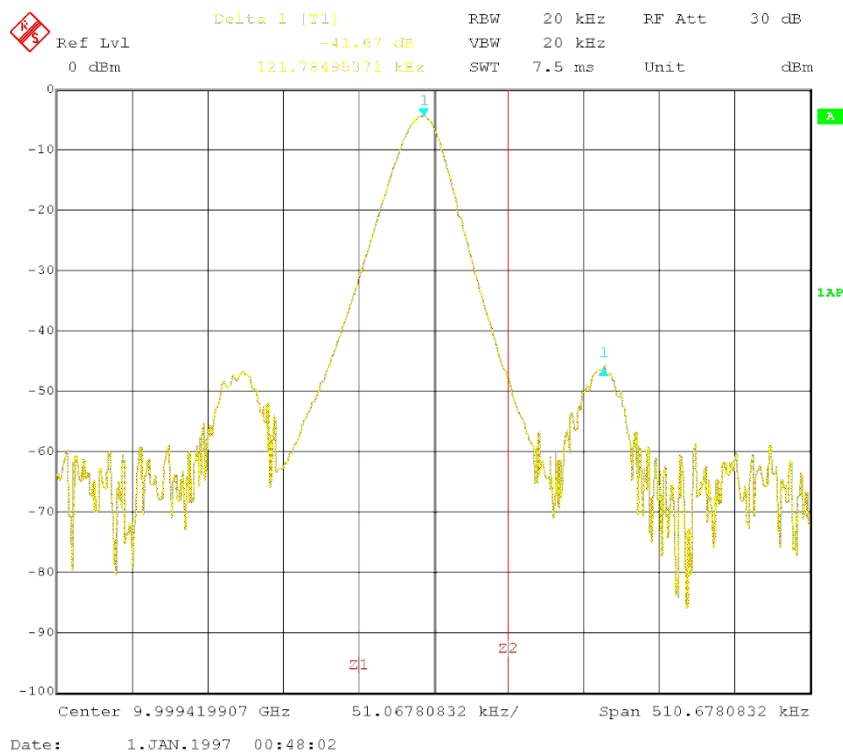


FIGURA I.1. CAPTURA EN MEDIO DE BARRIDO ENTRE 9,9 Y 10,1 GHZ

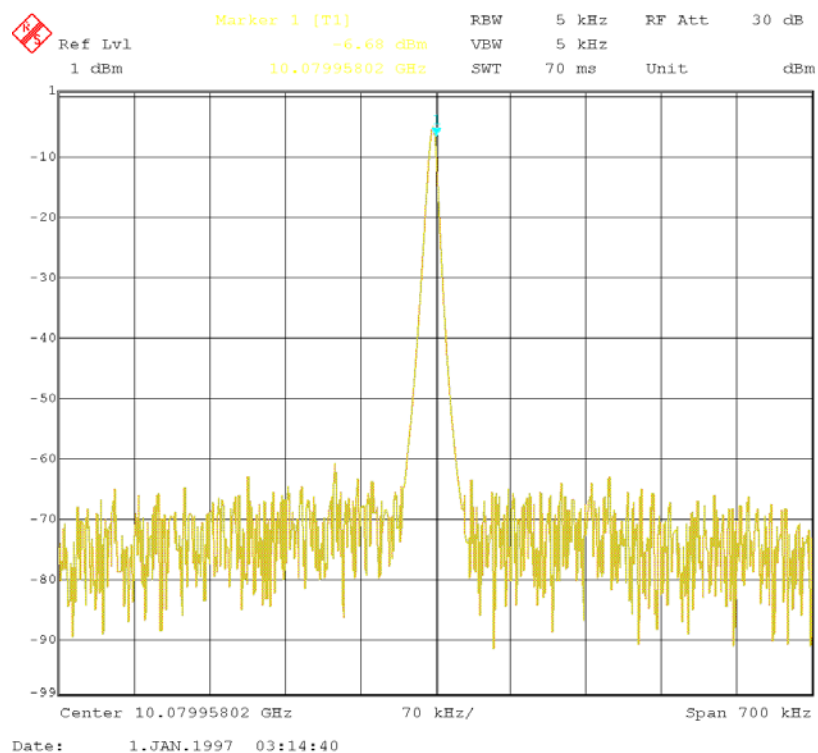


FIGURA I.2. CAPTURA AL FINAL DE BARRIDO ENTRE 9,9 Y 10,1 GHZ

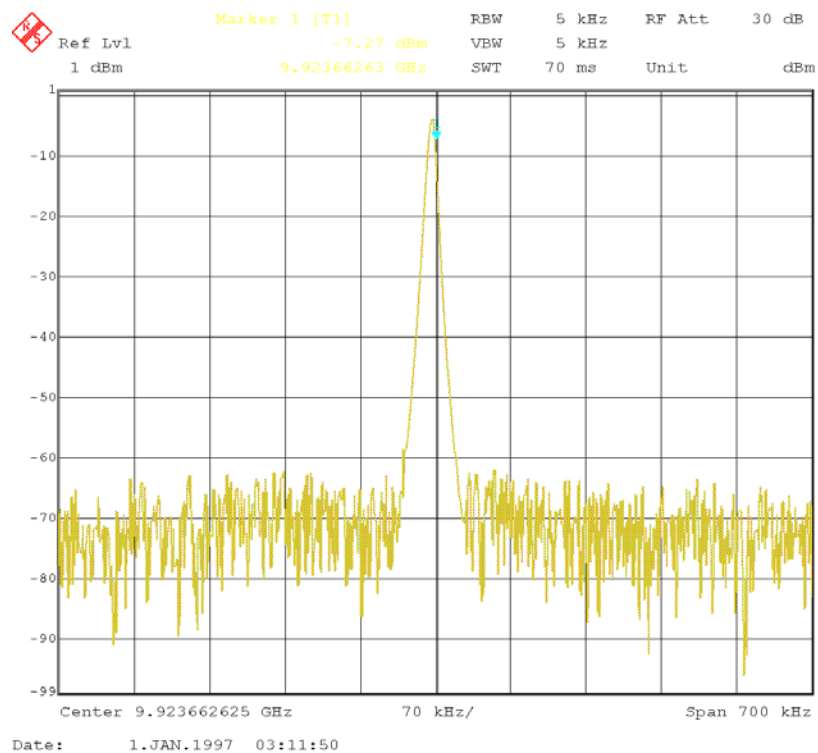


FIGURA I.3. CAPTURA AL PRINCIPIO DE BARRIDO ENTRE 9,9 Y 10,1 GHZ

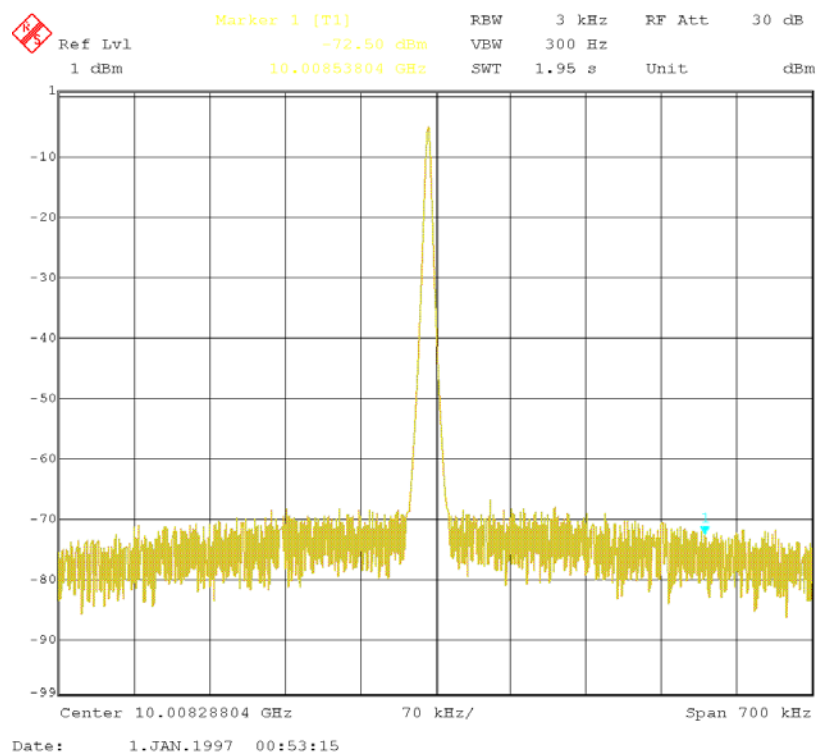


FIGURA I.4. CAPTURA EN MEDIO DE BARRIDO ENTRE 9,8 Y 10,2 GHZ

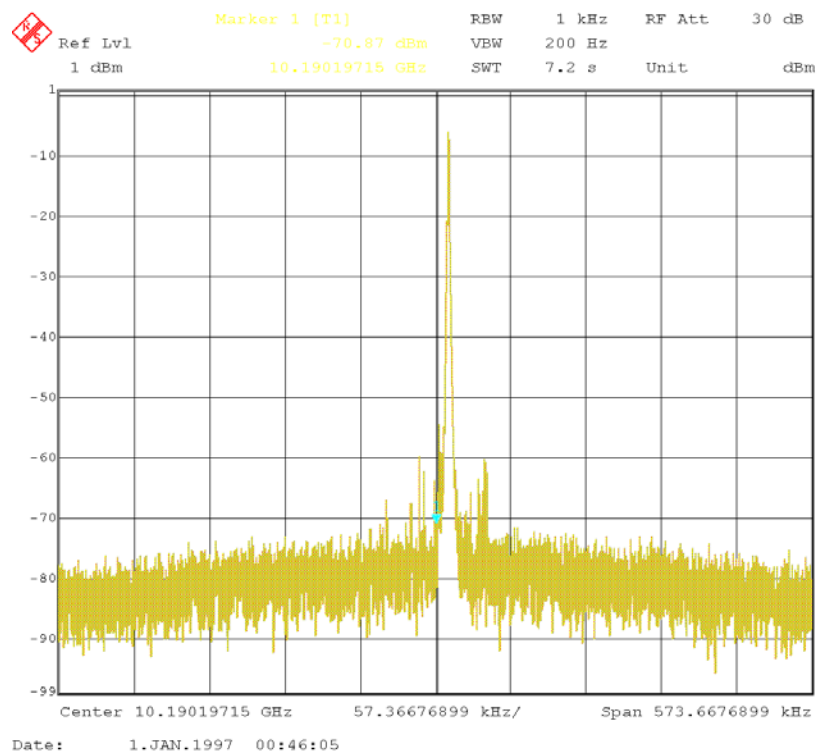


FIGURA I.5. CAPTURA AL FINAL DE BARRIDO ENTRE 9,8 Y 10,2 GHZ

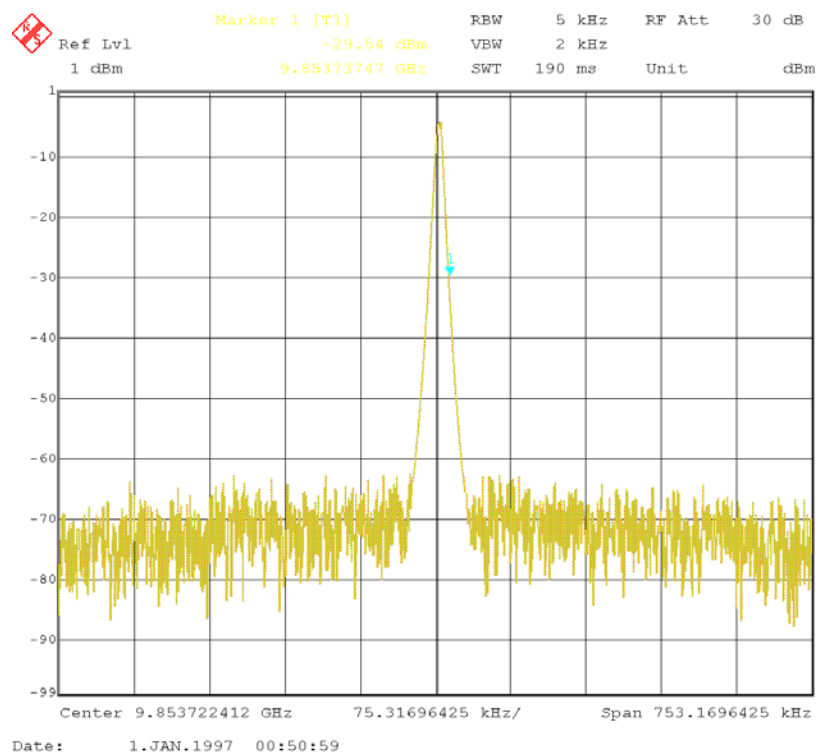


FIGURA I.6. CAPTURA AL PRINCIPIO DE BARRIDO ENTRE 9,8 Y 10,2 GHz

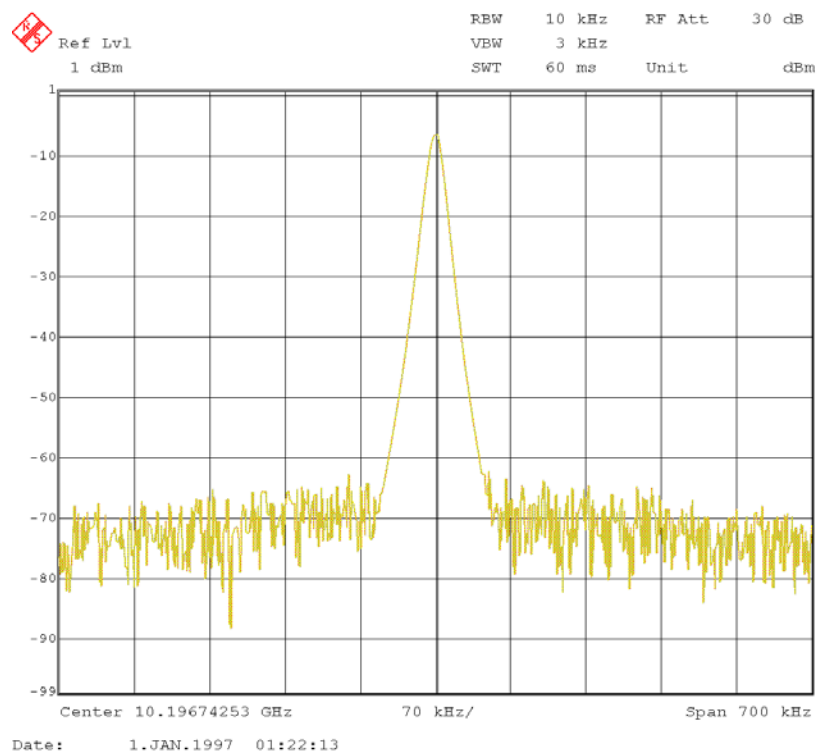


FIGURA I.7. CAPTURA EN MEDIO DE BARRIDO ENTRE 10,1 Y 10,3 GHz

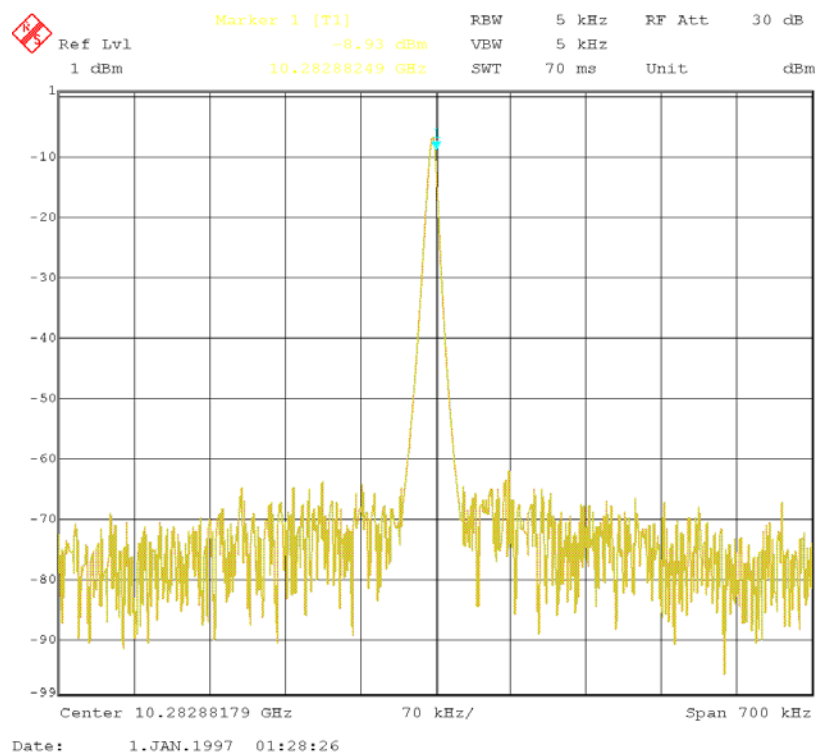


FIGURA I.8. CAPTURA AL FINAL DE BARRIDO ENTRE 10,1 Y 10,3 GHZ

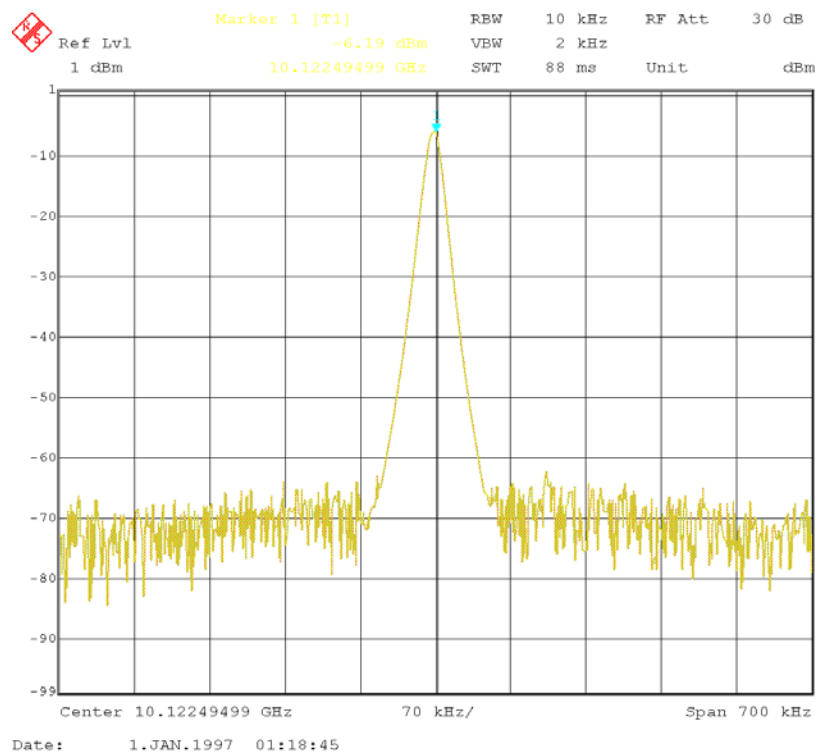


FIGURA I.9. CAPTURA AL PRINCIPIO DE BARRIDO ENTRE 10,1 Y 10,3 GHZ

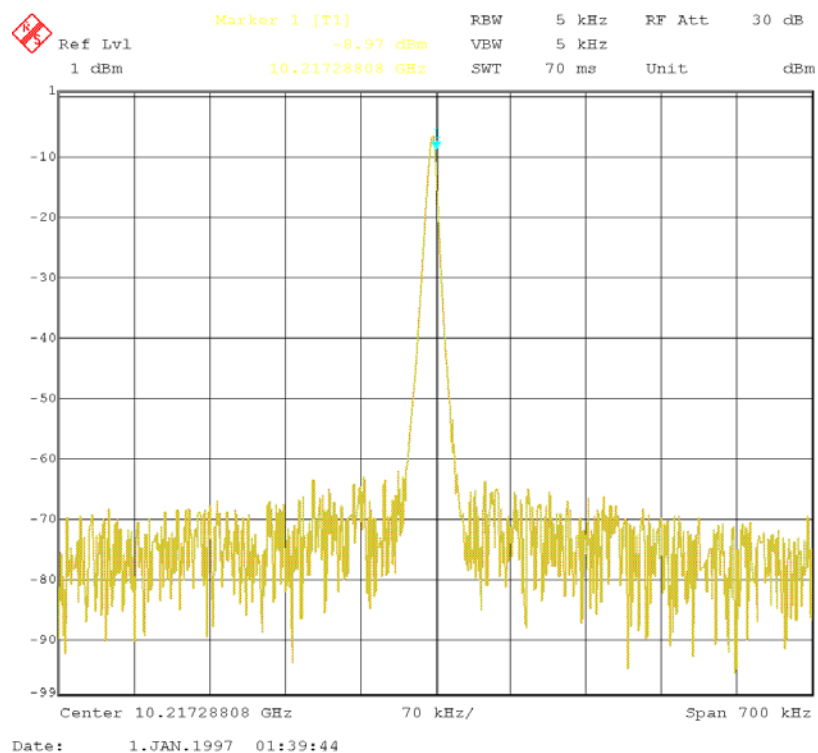


FIGURA I.10. CAPTURA EN MEDIO DE BARRIDO ENTRE 10 Y 10,4 GHz

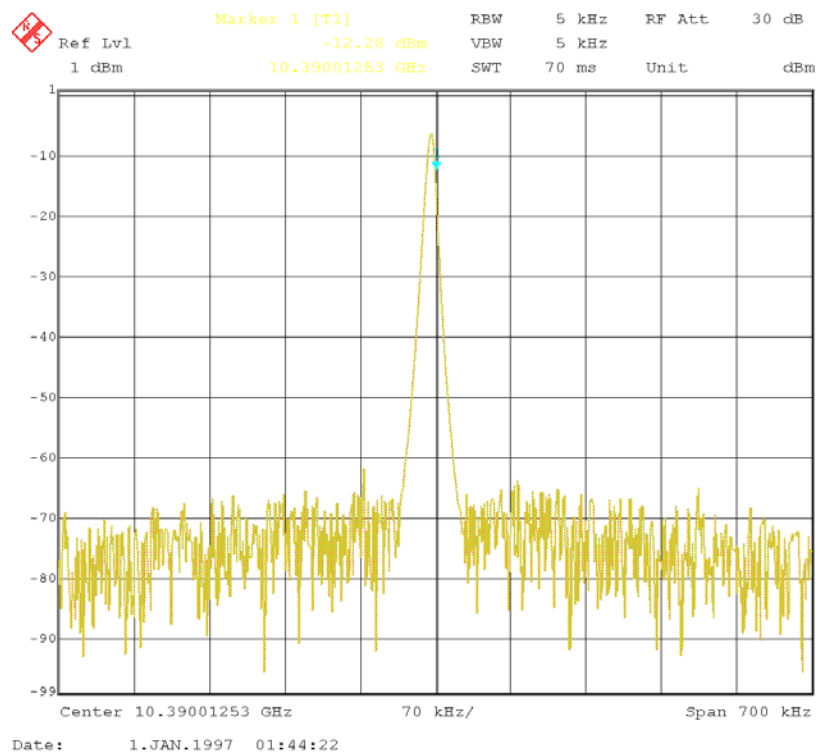


FIGURA I.11. CAPTURA AL FINAL DE BARRIDO ENTRE 10 Y 10,4 GHz

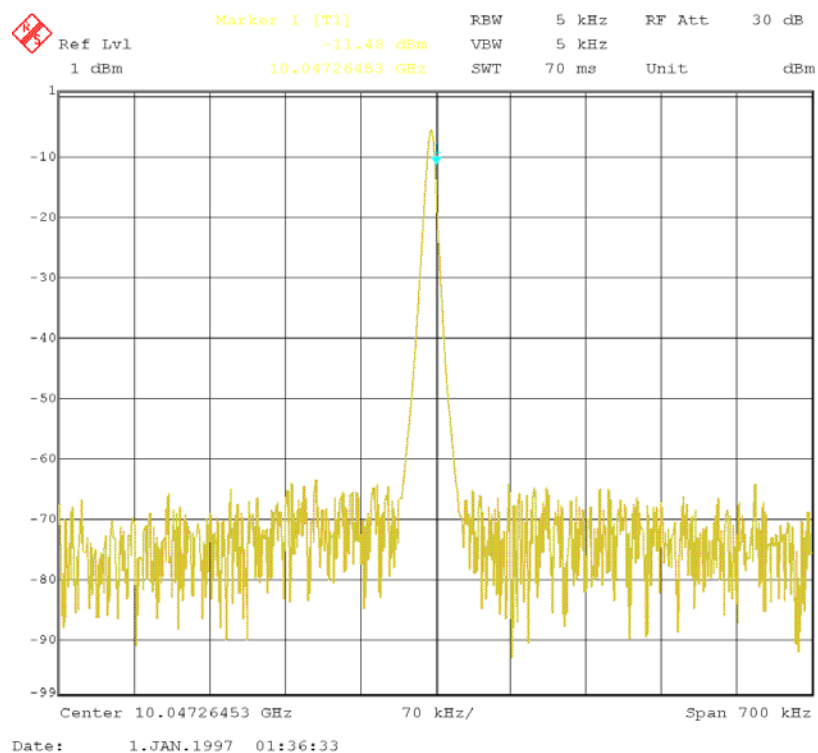


FIGURA I.12. CAPTURA AL PRINCIPIO DE BARRIDO ENTRE 10 Y 10,4 GHz

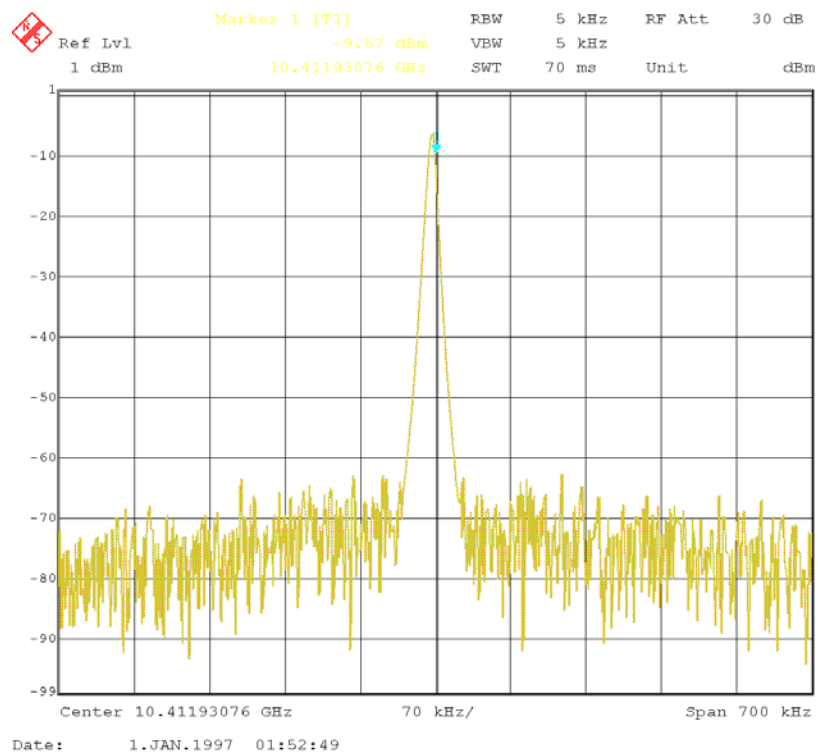


FIGURA I.13. CAPTURA EN MEDIO DE BARRIDO ENTRE 10,3 Y 10,5 GHz

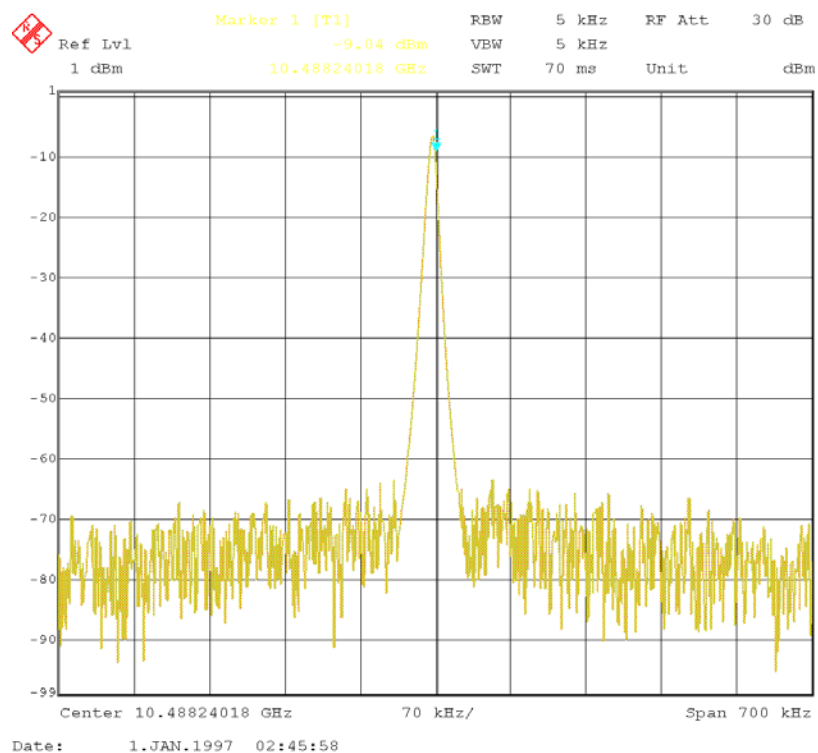


FIGURA I.14. CAPTURA AL FINAL DE BARRIDO ENTRE 10,3 Y 10,5 GHz

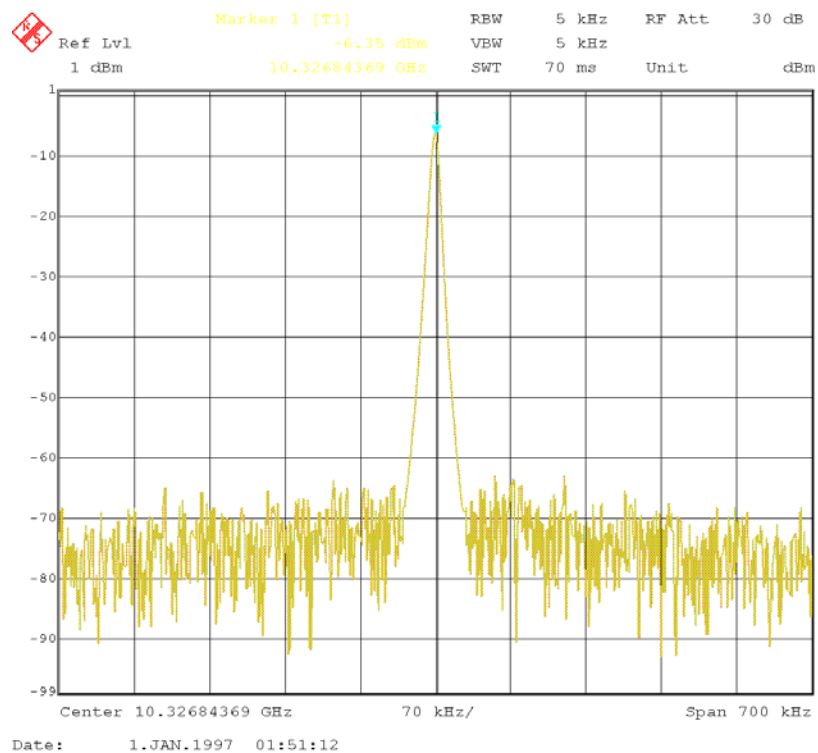


FIGURA I.15. CAPTURA AL PRINCIPIO DE BARRIDO ENTRE 10,3 Y 10,5 GHz

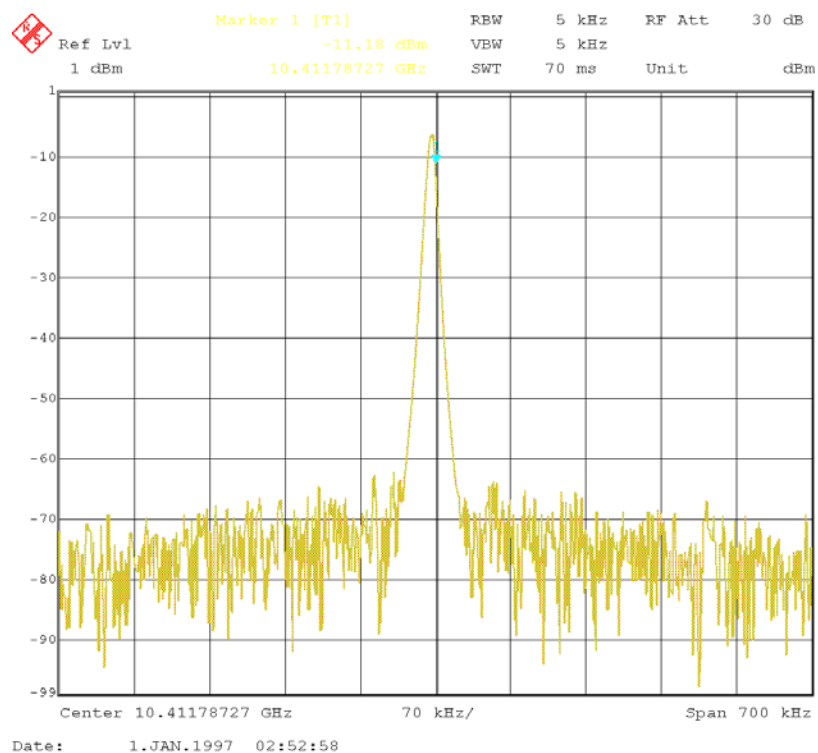


FIGURA I.16. CAPTURA EN MEDIO DE BARRIDO ENTRE 10,2 Y 10,6 GHz

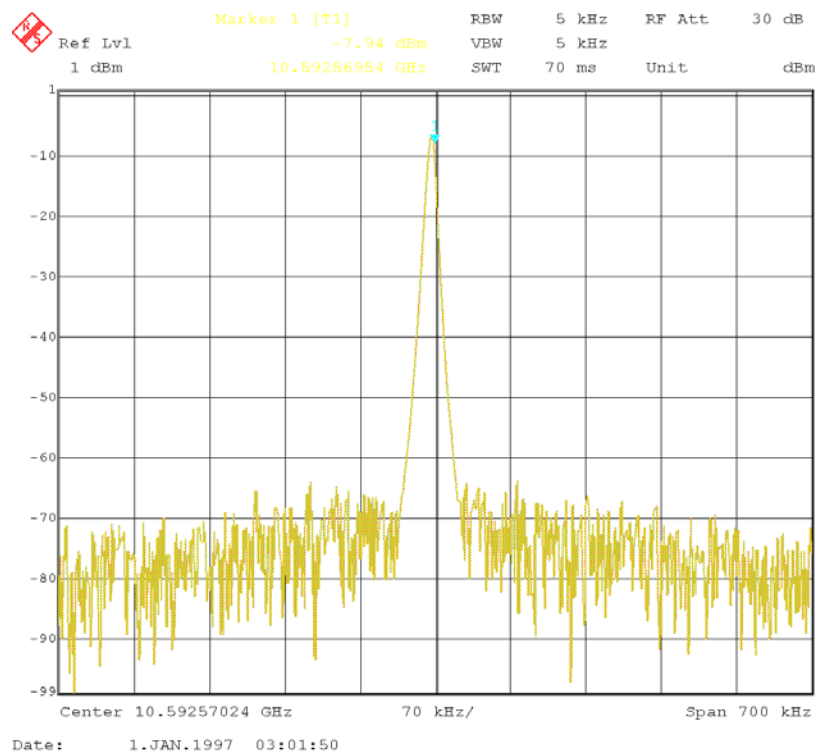


FIGURA I.17. CAPTURA AL FINAL DE BARRIDO ENTRE 10,2 Y 10,6 GHz

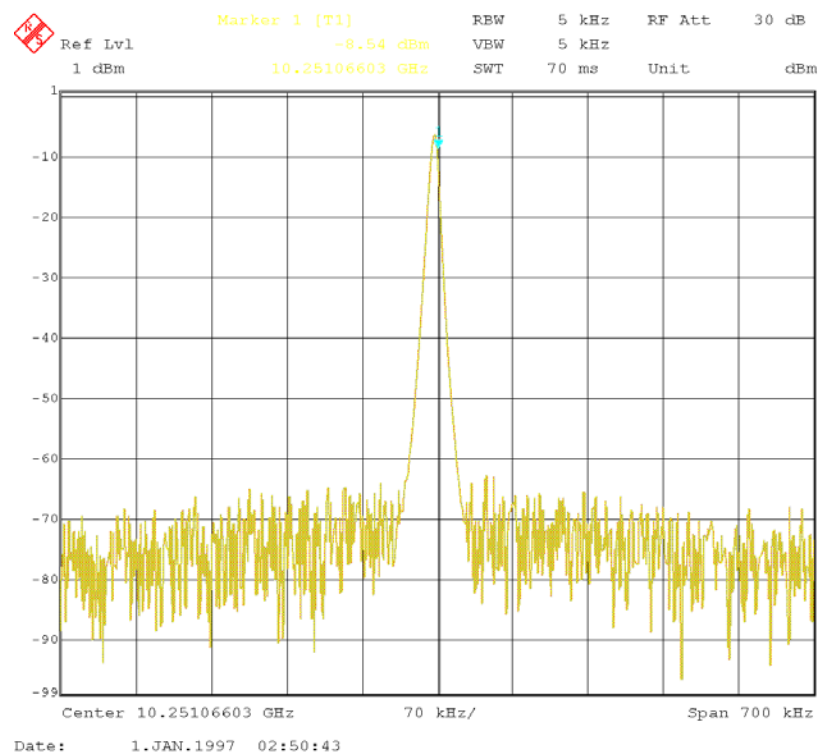


FIGURA I.18. CAPTURA AL PRINCIPIO DE BARRIDO ENTRE 10,2 Y 10,6 GHZ

I.2. BARRIDO USANDO EL DDS COMO REFERENCIA

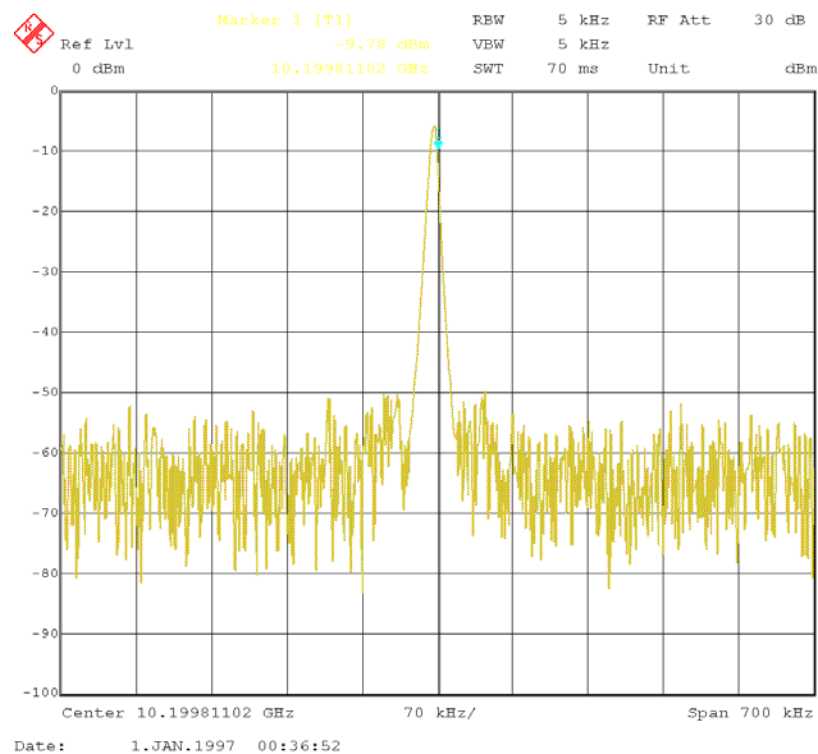


FIGURA I.19. CAPTURA EN MEDIO DE BARRIDO ENTRE 10 Y 10,4 GHZ

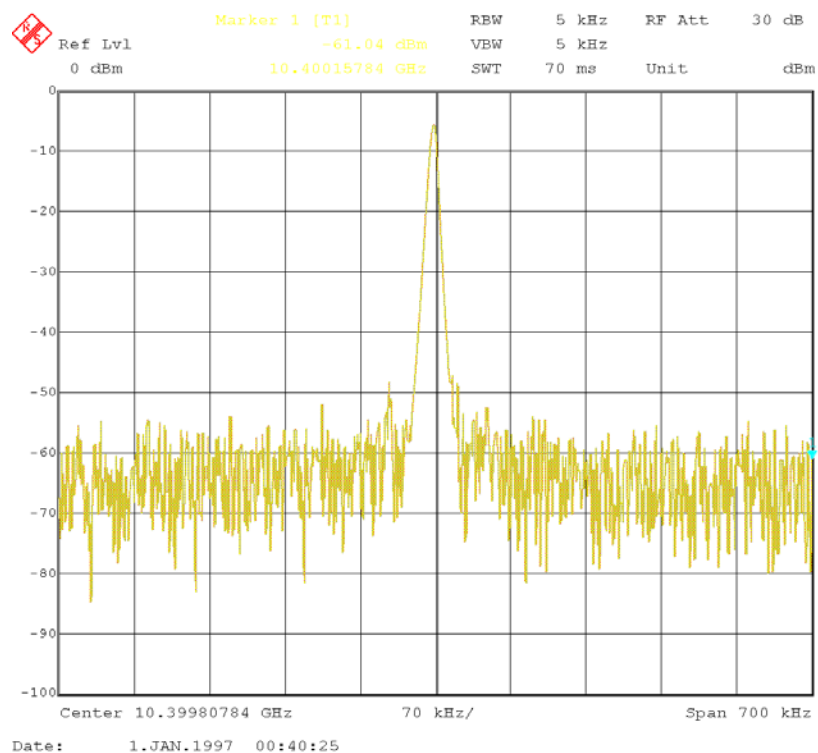


FIGURA I.20. CAPTURA AL FINAL DE BARRIDO ENTRE 10 Y 10,4 GHz

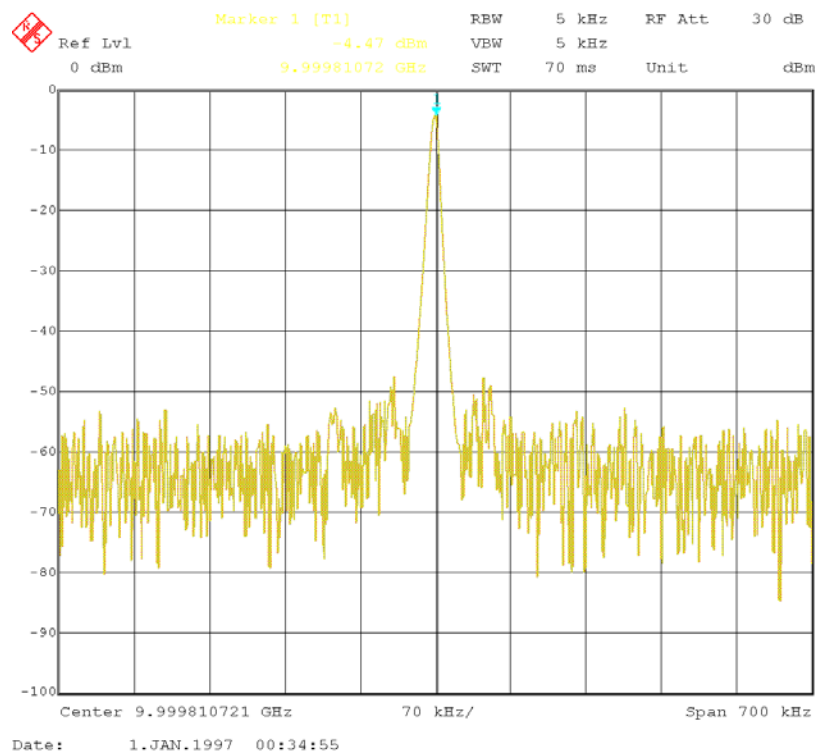


FIGURA I.21. CAPTURA AL PRINCIPIO DE BARRIDO ENTRE 10 Y 10,4 GHz

ANEXO II. SOFTWARE DESARROLLADO EN MATLAB PARA EL CONTROL Y PROCESADO (VERSIÓN FINAL)

```
%% FMICW Software v. 1c.
% Autor: Alejandro Fernández Estévez
% ----- AG33220A Settings -----

ag_dir='192.168.0.101'; ag_port=5025;
fprintf('\n Conectando a AGILENT 33220A en %s \n',ag_dir)
ag_obj=tcip(ag_dir,ag_port);
fopen(ag_obj);
fprintf('Conexión realizada con éxito!\n')

fprintf('Identificando el elemento...\n')
fprintf(ag_obj,'*RST');
fprintf(ag_obj,'*CLS');
identity = query(ag_obj, '*IDN?');
fprintf('Elemento identificado como %s\n',identity)

%----- END AG33220A Settings -----
%----- Gage settings -----

system.board(1).opmode = 2;
% The flag 1 = 0 means look for GAGESCOP.INC in the current directory.
boards_found = gagecall(0, 1, 1, system);

%If not all boards are found, exit.
if (boards_found < 1)
    disp('Tarjetas no encontradas');
    return;
end

samp_rate=1*10^6; %Máx freq posible: 500KHz.
prf = 2000;
npT=floor(samp_rate/prf);    % npT: nº de puntos por período de moduladora

ex2=round(log10(2*npT)/log10(2)); % ex2: calculo exponencial de 2

size1ch=2^(ex2);
Setindc_pa;

ret = gagecall(1, 0, 0, system);
if (ret <= 0)
    error ('Errores en los parámetros de captura. Se detiene el programa.');
```

```
end

% Let the DLL handle the trigger timeout and the busy timeout.
trigger_timeout = 1;
busy_timeout = 1;

%----- END GaGe Settings -----
%--- Captura, procesado y plot -
```

```

% eje frecuencial.
feje=[0:500e3/512:500e3-500e3/512];
% eje de distancias a los blancos
% feje=[0:315/2048:375/4-315/2048];

while(1)
% fc=4,4Mhz.
fprintf(ag_obj,'APPL:SQU 44e5,2.5,1.25');

% Captura GaGe.
gagecall(2, trigger_timeout, busy_timeout, system);
a = 0;
b = 0;
c = 0;
[a,b] = gagecall(3, 1, 0, system);

% FFT y umbralización
A=fft(a);
A=A(1:end/2);

% Plot captura a 4,4 MHz
subplot(311); plot(feje,abs(A)); title('fc=4,4MHz'); xlabel('Frecuencia'); ylabel('Amplitud');

% fc=2,51Mhz.
fprintf(ag_obj,'APPL:SQU 251e4,2.5,1.25');

% Captura GaGe.
gagecall(2, trigger_timeout, busy_timeout, system);
a = 0;
b = 0;
c = 0;
[a,b] = gagecall(3, 1, 0, system);

% FFT y umbralización
B=fft(a);
B=B(1:end/2);

% Plot captura a 2,51 MHz
subplot(312); plot(feje,abs(B)); title('fc=2,51MHz'); xlabel('Frecuencia'); ylabel('Amplitud');

% Staggering
C=abs(A).*abs(B); vectC=find(C<1.2); C(vectC)=0;
subplot(313); plot(feje,C); title('Stagger-ed'); xlabel('Frecuencia'); ylabel('Amplitud');

% Espera 2 segundos...

Pause(2);

end

```

REFERENCIAS

- [1] Wehner, D. R. (1994). *High-Resolution Radar*. Norwood: Artech House Publishers.
- [2] Skolnik, M. I. (2001). *Introduction to Radar Systems*. New York: McGraw-Hill International Editions.
- [3] Eugenio González, F., & Marcello Ruiz, F. J. (2002). *Fundamentos de Radar*. Las Palmas de G.C.: Servicio de Publicaciones y Producción Documental de la Universidad de Las Palmas de Gran Canaria.
- [4] González Partida, J. T., Burgos García, M., Dorta Naranjo, B. P., & Pérez Martínez, F. (2007). Stagger procedure to extend the frequency modulated interrupted continuous wave technique to high resolution radars. *IET Radar Sonar Navigation*, 1(4), 281-288.
- [5] Sierra Pérez, M., de la Calle García, J., Riera Salís, J. M., & García Muñoz, F. (1994). *Electrónica de Comunicaciones*. Madrid: Pearson.
- [6] Hittite Microwave. (Octubre de 2014). *HMC778LP6CE Datasheet*. Visto el 27 de febrero, en https://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc778lp6c.pdf
- [7] Torres García, E. (2013). *Diseño y Construcción de PLL para radar de onda continua a 34GHz, siglas DCPLL34G*. Las Palmas de G. C.: EITE-ULPGC.
- [8] Dorta Naranjo, B. P. (2000). *Circuitos de Alta Frecuencia. Apuntes*. Las Palmas de G. C.: Reprografía de la EITE.
- [9] Hittite Microwave. (Octubre de 2014). *HMC908LC5 Datasheet*. Visto el 27 de febrero, en https://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc908lc5.pdf
- [10] Hittite Microwave. (Octubre de 2014). *HMC232LP4 Datasheet*. Visto el 13 de marzo, en https://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc232lp4.pdf
- [11] Clarke, T. (2008). *The EAGLE Schematic & PCB Layout Editor - A Guide*. Visto el 27 de marzo, en <http://www2.ee.ic.ac.uk/t.clarke/eagle/The%20EAGLE%20Guide.pdf>

[12] Agilent. (Enero de 2003). *VEE Pro User Manual*. Visto el 4 de marzo, en <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E2120-90011.pdf>

[13] Ferrer Ballester, M. A., Morales Moreno, A., & Alonso Hernández, J. B. (2013). *Procesado Digital de la Señal para Graduados en Telecomunicación*. Las Palmas de G. C.: Universidad de Las Palmas de Gran Canaria.