



Proyecto Final de Carrera

Ingeniería de Telecomunicación

**Diseño e implementación de un receptor GNSS
multifrecuencia y multiconstelación**

Jordi Marin Garcia

Director: Pedro A. de Paco Sánchez

Departamento de Telecomunicaciones e Ingeniería de Sistemas

**Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE)
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Julio 2009



El tribunal de evaluación de este Proyecto Final de Carrera, reunido el día *Jueves 9 de Julio de 2009*, ha acordado conceder la siguiente calificación:

--

Presidente:

Vocal:

Secretario:



El abajo firmante, *Pedro A. de Paco Sánchez*, Profesor de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE) de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el proyecto presentado en esta memoria de Proyecto Final de Carrera ha sido realizado bajo su dirección por el alumno *Jordi Marin Garcia*.

Y, para que conste a todos los efectos, firma el presentado certificado.

Bellaterra, *Lunes 15 de Junio de 2009*.

Firma: Pedro A. de Paco Sánchez

Abstract

This work presents the design, test and validation of a multi-constellation and multi-band breadboard front-end for Global Navigation Satellite Systems (GNSS). The presented receiver is designed to acquire both E5/L5 and E1/L1 Galileo and NAVSTAR-GPS bands. In order to downconvert both bands simultaneously, a superheterodyne receiver based on an Image Rejection Mixer (IRM) is implemented.

Measurements of both GPS and Galileo systems have been performed validating the correct operation of the receiver in the E1/L1 band. By doing such procedure in addition to the acquisition of the GPS constellation, both GIOVE-A/B in orbit Galileo validation space vehicles have been successfully acquired.

Resum

Aquest projecte presenta el disseny, test i validació d'una capçalera de recepció multi-constel·lació i multifreqüència per a Sistemes de Navegació Global per Satèl·lit (GNSS). El receptor presentat ha estat dissenyat per a capturar les bandes E5/L5 i E1/L1 dels sistemes Galileo i NAVSTAR-GPS. Per a traslladar en freqüència les dues bandes alhora, s'implementa un receptor amb arquitectura superheterodina basat en un mesclador de rebuig a freqüència imatge (IRM).

Mesures d'ambdós sistemes han sigut realitzades validant el correcte funcionament del receptor en la banda E1/L1. Per a realitzar la validació, no només s'han adquirit satèl·lits de la constel·lació GPS, sinó que a més s'han adquirit amb èxit els satèl·lits GIOVE-A/B utilitzats en la fase de validació en òrbita del sistema europeu Galileo.

Resumen

Este proyecto presenta el diseño, test y validación de una cabecera de recepción multiconstelación y multifrecuencia para Sistemas de Navegación Global por Satélite (GNSS). El receptor presentado ha sido diseñado para adquirir las bandas E5/L5 y E1/L1 de los sistemas Galileo y NAVSTAR-GPS. Para trasladar en frecuencia las dos bandas a la vez, se implementa un receptor con arquitectura superheterodina basado en un mezclador de rechazo a frecuencia imagen (IRM).

Medidas de ambos sistemas han sido realizadas validando el correcto funcionamiento del receptor en la banda E1/L1. Para ello no solo se han adquirido los satélites de la constelación GPS, sino que además se han adquirido con éxito los satélites GIOVE-A/B utilizados en la fase de validación en órbita del sistema europeo Galileo.

A todos aquellos que han hecho posible este proyecto,
familiares, profesores, compañeros y amigos,
gracias.

Índice general

Índice	I
Índice de figuras	VI
Índice de tablas	XII
1. Introducción	1
1.1. El sistema GPS	2
1.2. El sistema Galileo	2
1.3. Objetivos del trabajo	2
1.4. Bibliografía	4
2. Señal GNSS	5
2.1. Señal GPS	6
2.1.1. Generación de la señal GPS	6
2.1.2. Código C/A	7
2.1.2.1. Efecto del muestreo de un código PRN	10
2.1.3. Espectro de la señal GPS	10
2.2. Señal Galileo	10
2.2.1. Generación de la Señal Galileo	11
2.2.2. Códigos PRN	12
2.2.3. Señal E1 OS de Galileo	13
2.2.4. Señal E5 OS de Galileo	14
2.2.5. Espectro de las señales Galileo	15
2.3. Características comunes	16
2.3.1. Desplazamiento Doppler	16
2.3.2. Polarización	17
2.3.3. Ganancia de procesado	17
2.4. Conclusiones	17
2.5. Bibliografía	18
2.6. Apéndices al capítulo 2	19
2.6.1. Generación de los códigos C/A (GPS)	19
2.6.2. Ejemplo de código en memoria	20
2.6.3. Asignación de códigos secundarios	20

3. Diseño de la cabecera de recepción dual para Galileo/GPS	21
3.1. Trasfondo	21
3.2. Arquitectura del receptor	21
3.2.1. Consideraciones en el diseño	21
3.2.1.1. Dualidad en frecuencia	22
3.2.2. Receptor de conversión directa	23
3.2.3. Receptor superheterodino	23
3.2.3.1. Receptor con rechazo a frecuencia imagen	24
3.2.4. Receptor de muestreo directo (<i>RF-sampling</i>)	25
3.2.4.1. Muestreo paso-banda	25
3.2.4.2. Muestreo paso-banda para múltiples bandas	27
3.2.5. Elección de la arquitectura	28
3.2.6. Balance de potencias	29
3.3. Conclusiones	32
3.4. Bibliografía	33
4. Diseño del filtro dual	35
4.1. Introducción	35
4.2. Especificaciones	36
4.3. Método de síntesis basado en acoplos	36
4.3.1. Desarrollo teórico del método	37
4.3.1.1. Prototipo del filtro paso banda	38
4.3.2. Simulación circuital basado en el control de acoplos	43
4.4. Inclusión de las pérdidas en el modelo	44
4.4.1. Pérdidas en microstrip	46
4.4.2. Substrato utilizado	48
4.4.3. Estudio del factor de calidad	48
4.5. Implementación del filtro	49
4.5.1. Topología del filtro	50
4.5.2. Geometría de la partícula	51
4.5.3. Estudio de la partícula NB-SRR	53
4.5.3.1. Estudio electromagnético del NB-SRR	54
4.5.3.2. Estudio del <i>split</i> y del factor de calidad del NB-SRR	56
4.5.3.3. Estudio de los parámetros de diseño del filtro	59
4.5.4. Implementación	60
4.5.4.1. Implementación de la partícula	60
4.5.4.2. Implementación del filtro	61
4.5.4.3. Fabricación y corrección	64
4.6. Conclusiones	68
4.7. Bibliografía	70

5. Diseño del mezclador de rechazo a frecuencia imagen (IRM)	71
5.1. Introducción	71
5.2. Frecuencia imagen	72
5.3. Mezclador de rechazo a frecuencia imagen (IRM)	73
5.3.1. Rechazo de Imagen	75
5.4. Implementación del mezclador	76
5.4.1. Estudio del mezclador con elementos distribuidos	76
5.4.2. Implementación del IRM mediante demodulador IQ	77
5.4.2.1. Demodulador IQ	78
5.4.2.2. Circuito e implementación del IRM	78
5.5. Validación del IRM implementado	80
5.5.1. Adaptación de los puertos	80
5.5.2. Rechazo y pérdidas de conversión	81
5.5.3. Resumen de los resultados	83
5.6. Conclusiones	83
5.7. Bibliografía	84
5.8. Apéndices al capítulo 5	85
5.8.1. Layout del IRM implementado	85
5.8.2. Relación de componentes	86
5.8.3. Computo del coste del mezclador	87
6. Oscilador Local	89
6.1. Introducción	89
6.2. Funcionamiento del PLL	89
6.3. Implementación del PLL	91
6.3.1. PLL ADF4360-5	91
6.3.2. Filtro de lazo	92
6.3.3. Cristal de referencia	94
6.4. Programación del PLL	95
6.5. Fabricación del Oscilador Local	97
6.6. Validación del oscilador local implementando	100
6.6.1. Espurios	100
6.6.2. Ruido de fase	101
6.6.3. Deriva frecuencial	102
6.7. Conclusiones	102
6.8. Bibliografía	103
6.9. Apéndices al capítulo 6	104
6.9.1. Circuito del oscilador local	104
6.9.2. Relación de componentes	105
6.9.3. Layout del PLL implementado	106
6.9.4. Layout del programador implementado	107
6.9.5. Computo del coste del oscilador local	108

7. Amplificadores	109
7.1. Amplificador de bajo ruido	109
7.2. Amplificador de RF	111
7.3. Amplificadores de FI	112
7.4. Conclusiones	113
7.5. Bibliografía	115
7.5.1. Computo del coste del amplificador de bajo ruido (LNA)	116
7.5.2. Computo del coste del amplificador de RF	116
7.5.3. Computo del coste del amplificador de IF	116
8. Conversor analógico digital	117
8.1. Introducción	117
8.2. Conversor ADC08D500	118
8.2.1. Conversión de las salidas analógicas	118
8.2.2. Características del conversor	118
8.2.2.1. Características generales	118
8.2.2.2. Sensibilidad y potencia máxima del conversor	119
8.2.2.3. Etapa de salida del conversor	119
8.2.2.4. Medidas del comportamiento del ADC	120
8.2.3. Utilización del conversor para <i>RF-sampling</i>	121
8.3. Conclusiones	121
8.4. Bibliografía	123
8.5. Apéndices al capítulo 8	124
8.5.1. Computo del coste del conversor A/D	124
9. Implementación y test del receptor GNSS	125
9.1. Introducción	125
9.2. Filtro a frecuencia intermedia	125
9.3. Alimentador para la antena	126
9.4. Balance de potencias	127
9.5. Implementación del receptor	127
9.6. Validación del receptor en laboratorio	128
9.6.1. Obtención de las bandas	128
9.6.2. Sensibilidad y ganancia	129
9.6.3. Figura de ruido	130
9.6.3.1. Método del factor Y	130
9.7. Resumen de las características del receptor	132
9.8. Coste del receptor	132
9.9. Conclusiones	133
10. Validación del sistema:	
Campaña de medidas	135
10.1. Escenario de medidas	135

10.2. Captura de los datos	135
10.2.1. Captura analógica	137
10.2.2. Captura digital	137
10.2.3. Elección del método de captura	138
10.3. Campaña de medidas	139
10.3.1. Visibilidad y captura de los satélites	139
10.3.2. Medidas realizadas	140
10.4. Conclusiones	140
10.5. Bibliografía	141
11. Validación del sistema: Adquisición	143
11.1. Introducción	143
11.2. Algoritmos de adquisición	143
11.2.1. Algoritmo de búsqueda serie	143
11.2.2. Algoritmo de búsqueda paralela en frecuencia	144
11.2.3. Algoritmo de búsqueda paralela por fases del código	145
11.3. Adquisición de las medidas	146
11.3.1. Adquisición GPS	147
11.3.1.1. Algoritmo de búsqueda serie	147
11.3.1.2. Algoritmo de búsqueda paralela por fases del código	148
11.3.2. Adquisición Galileo	149
11.4. Resultados	151
11.5. Conclusiones	153
11.6. Bibliografía	154
12. Conclusiones y líneas futuras	155
12.1. Conclusiones	155
12.2. Líneas futuras de trabajo	157

Índice de figuras

1.1.	Especificación frecuencial de las bandas de interés.	3
2.1.	Generación de la señal L1 mediante la modulación de la portadora con la combinación del código C/A (C^1) y los datos de navegación (D^1). La figura contiene los primeros 20 chips del código Gold con PRN 1.	7
2.2.	Generador de códigos C/A. Contiene dos registros de desplazamiento, G1 y G2. El código depende directamente de la salida de G1 y de una combinación de bits del registro G2, determinada por el selector de fase.	8
2.3.	(a) Autocorrelación del código PRN 1. (b) Correlación cruzada de las secuencias PRN 1 y 2. (c) Pico de la autocorrelación normalizada para el código PRN 1 muestreado a una tasa de 10,23 MHz. . .	9
2.4.	Espectro de la señal L1 de GPS con frecuencia central 1575,42 MHz.	10
2.5.	Picos de las autocorrelaciones normalizadas para la señal BOC con tasa de subportadora de 1,023 MHz, BOC con tasa de subportadora 6,138 MHz y GPS.	12
2.6.	Modulación CBOC para la señal E1 OS de Galileo. Donde el código PRN C_{E1-B} se multiplica con los datos de navegación D_{E1-B} , y se modulan mediante las subportadoras $SC_{E1-B,a}$ y $SC_{E1-B,b}$. El código PRN C_{E1-C} se modula directamente (señal piloto) con las subportadoras $SC_{E1-C,a}$ y $SC_{E1-C,b}$. Los coeficientes α y β dependen de la relación de potencias r	14
2.7.	Modulación AltBOC para la señal E5 OS de Galileo.	15
2.8.	Período de las subportadoras sc_{E5-S} y sc_{E5-P} de la señal AltBOC, según amplitudes en la tabla 2.2.	16
2.9.	Período de las subportadoras sc_{E5-S} y sc_{E5-P} de la señal AltBOC.	16
3.1.	Diagrama de bloques de un receptor de conversión directa.	23
3.2.	Diagrama de bloques de un receptor superheterodino.	24
3.3.	Diagrama de bloques de un receptor con rechazo a frecuencia imagen.	24
3.4.	Diagrama de bloques de un receptor de muestreo directo.	25
3.5.	Representación frecuencial del muestreo paso-banda.	26
3.6.	Representación frecuencial del muestreo paso-banda para múltiples bandas de trabajo.	27
3.7.	Mapeado de los solapamientos para la búsqueda de la frecuencia de muestreo óptima.	28
3.8.	Diagrama de bloques del receptor propuesto con mezclador de rechazo a frecuencia imagen.	30
3.9.	Balance de potencias graficado para los valores teóricos de la tabla 3.2.	32
4.1.	Respuesta del filtro Chebyshev para diferentes rizados y detalle de la banda de paso.	38
4.2.	Esquema del prototipo paso banda del filtro.	39
4.3.	Esquema del prototipo paso banda con elementos distribuidos.	39

4.4.	Circuito equivalente con n resonadores acoplados.	40
4.5.	Diagrama circuital en ADS de <i>Agilent</i> para el estudio de la respuesta teórica de filtros con resonadores acoplados.	44
4.6.	Respuesta teórica del filtro Chebyshev según especificaciones para la banda E1/L1.	45
4.7.	(a) Geometría de una línea microstrip y (b) distribución de campos en una línea microstrip.	46
4.8.	(a) Factor de calidad en función de la impedancia característica. Banda E1/L1 en gris, E5/L5 en negro y (b) factor de calidad en función del grosor del sustrato para diferentes impedancias características.	49
4.9.	Respuesta teórica de los dos filtros con pérdidas añadidas para diversos factores de calidad.	50
4.10.	Respuesta ideal de los dos filtros solapados.	52
4.11.	Geometrías para (a) partícula SRR convencional y (b) SRR con tramos rectos <i>Edge-Coupled</i> SRR.	52
4.12.	Geometrías para la partícula (a) SRR con compensación de longitud y (b) NB-SRR.	53
4.13.	Circuito equivalente simplificado de un NB-SRR.	53
4.14.	Distribución de corriente en la partícula para (a) la banda baja, o antisimétrica, y (b) la banda alta, o simétrica.	55
4.15.	: Diagramas de líneas de campo eléctrico (continuas) y magnético (discontinuas) en la sección transversal del NB-SRR. (a) Resonancia antisimétrica y (b) resonancia simétrica.	56
4.16.	: Modelado circuital distribuido mejorado del NB-SRR mediante <i>Agilent ADS</i>	57
4.17.	Simulación del comportamiento dual del NBSRR en función del <i>gap s</i> mediante (a) modelo circuital y (b) simulación EM mediante <i>Momentum</i> . (c) Comparación entre los resultados obtenidos mediante ambas simulaciones para $s = 0,2$ mm.	57
4.18.	Factor de calidad y acoplamiento en función del <i>gap s</i> entre anillos.	58
4.19.	Factor de calidad y acoplamiento en función del ancho de pista W de los anillos.	58
4.20.	(a) Acoplo M_{ij} para las bandas de interés en función de la separación entre partículas. (b) Factor de calidad externo para las bandas de interés en función de la posición de la alimentación.	59
4.21.	Simulación circuital para diferentes optimizaciones: (a) Optimización de la banda E5, (b) optimización de la banda E1 y (c) optimización de E1 y E5 simultáneamente.	63
4.22.	: (a) <i>Layout</i> del filtro a fabricar y (b) fotografía del filtro fabricado y conectorizado.	64
4.23.	Comparación de las respuestas de la simulación electromagnética y la simulación del modelo circuital.	64
4.24.	(a) Medida del filtro fabricado (negro) y simulación EM solapada (gris). (b) Detalle del fresado de una apertura del NB-SRR.	65
4.25.	: <i>Layout</i> del filtro a fabricar.	67
4.26.	: Fotografía de los filtros finales fabricados para el receptor.	67
4.27.	Medida del filtro final (negro) solapada con el modelo circuital (gris).	68
5.1.	(a) Esquema de mezclado a frecuencia intermedia para un receptor (<i>Down-conversion</i>). (b) Ilustración de la conversión frecuencial a frecuencia intermedia en un mezclador.	71
5.2.	Diagrama de bloques del mezclador de rechazo a frecuencia imagen.	73
5.3.	Rechazo de la imagen en función de los imbalances en fase y amplitud.	76
5.4.	Mezclador de rechazo a imagen, implementando mediante elementos distribuidos, basado en el esquema propuesto [3].	77
5.5.	Esquema circuital del mezclador IRM implementado, el valor de los componentes se encuentra en el apéndice 5.8.2.	78

5.6.	Fotografía del mezclador IRM implementado mediante el demodulador IQ LT5575 de <i>Linear Technologies</i>	79
5.7.	(a) Adaptación de las entradas de RF y OL. (b) Adaptación en las salidas de IF para las bandas superior (USB) e inferior (LSB).	80
5.8.	<i>Setup</i> de medida para caracterizar los parámetros de rechazo de imagen y pérdidas de conversión del mezclador.	81
5.9.	Medidas de las salidas del mezclador en IF, mediante un tono en RF a la entrada de -20 dBm de potencia, para (a) la banda E5 (LSB) y (b) la banda E1 (USB).	82
5.10.	Rechazo de imagen para: (a) la banda E5 (LSB) y (b) banda E1 (USB).	82
5.11.	Vista superior del <i>layout</i> en <i>Agilent Momentum</i> del mezclador IRM implementado: (a) cara superior y (b) cara inferior.	85
6.1.	Diagrama de bloques básico de un PLL.	90
6.2.	Diagrama de bloques del PLL integrado ADF4360-5 extraído del <i>datasheet</i> [2].	91
6.3.	Circuito del filtro de lazo de tercer orden implementado.	92
6.4.	Registro de control.	96
6.5.	Registro del contador N.	96
6.6.	Registro del contador R.	96
6.7.	Secuencia de programación para el chip ADF4360-5.	97
6.8.	Fotografía de la cara superior del PLL implementado.	98
6.9.	Fotografía de la implementación del programador del PLL mediante el microcontrolador Atmega168.	99
6.10.	Fotografía del oscilador local completo, compuesto por el PLL y el programador.	100
6.11.	Captura de los espurios del PLL utilizando un ancho de banda de resolución de 3 kHz, un ancho de banda de resolución de video de 3kHz, un span de 1 MHz y un tiempo de barrido de 226 ms.	101
6.12.	Medidas para realizar el cálculo del ruido de fase. (a) -70dBc/Hz @ 1kHz, Bw = 30 Hz, VBw = 30 Hz y span = 8kHz. (b) -115dBc/Hz @ 100 kHz, Bw = 3 kHz, VBw = 3 kHz y span = 500 kHz. (c) -135dBc/Hz @ 1 MHz, Bw = 30 kHz, VBw = 30kHz y span = 2.5 MHz.	102
6.13.	Deriva del oscilador local medida en un período de 2 horas.	102
6.14.	Circuito diseñado para la implementación del oscilador local.	104
6.15.	Vista superior del <i>layout</i> en <i>Agilent Momentum</i> del PLL implementado: (a) cara superior y (b) cara inferior.	106
6.16.	Vista superior del <i>layout</i> en <i>Agilent Momentum</i> del programador implementado: (a) cara superior y (b) cara inferior.	107
7.1.	Fotografía del amplificador LNA utilizado en el receptor.	109
7.2.	Estudio de los círculos de ganancia, ruido y estabilidad del transistor de bajo ruido BFP640 de <i>Infineon technologies</i>	110
7.3.	Parámetros S del amplificador de bajo ruido.	111
7.4.	(a) Fotografía del bloque amplificador de RF. (b) Parámetros S del amplificador de RF	112
7.5.	(a) Fotografía del bloque amplificador de IF. (b) Parámetros S del amplificador de IF.	113
8.1.	Fotografía de la placa con el conversor analógico digital ADC08D500.	118
8.2.	(a) Potencia de salida en función de la entrada y (b) <i>Full Power Bandwidth</i> medido para el chip ADC08D500.	120

8.3.	(a) Representación de los bits capturados. (b) Señal temporal procesada a partir de los bits. (c) Espectro de la señal temporal.	121
8.4.	Detalle del mapeado de los solapamientos para la búsqueda de la frecuencia de muestreo óptima, en claro se observa la zona óptima de donde extraer el valor de la tasa de muestreo.	122
9.1.	Circuito del filtro de IF, implementado mediante elementos concentrados.	126
9.2.	(a) Fotografía del filtro IF implementado. (b) Parámetros S de la respuesta medida del filtro. . .	126
9.3.	(a) Layout del alimentador de la antena o <i>DC-feed</i> . (b) DC-feed fabricado para alimentr la antena. .	127
9.4.	Balance de potencias realizado con los valores de los dispositivos medidos.	128
9.5.	(a) Fotografía del receptor abierto donde se aprecian todos los elementos que lo constituyen. (b) Receptor completo. (c) Antena GPS comercial para la banda E1.	129
9.6.	Representación frecuencial de la salida del receptor para: (a) banda E5 y (b) banda E1. Medidas realizadas con RBw = 30 kHz, VBw = 300 kHz con y sin realizar promediado.	129
9.7.	(a) Salida del receptor para el cálculo de la sensibilidad en la banda E1 mediante un tono a -110 dBm. (b) Representación frecuencial de la salida del receptor en la banda E1 introduciendo una modulación QPSK de 5 Msps en la entrada. Medidas realizadas con: RBw = 30 kHz y VBw = 300 kHz.	130
9.8.	<i>Setup</i> de medida para realizar el cálculo del factor de ruido en dos pasos, consistentes en la calibración del instrumento de medida (a), y la medida del receptor (b).	131
10.1.	(a) Escenario de medidas para la validación del sistema. (b) Montaje para la realización de las capturas durante la campaña de medidas.	136
10.2.	<i>Setup</i> de medida para la realización de las capturas en entorno real. Se presentan las dos configuraciones posibles, mediante captura analógica y digital.	139
10.3.	Captura de pantalla donde se muestra la posición del satélite GIOVE-B para la elevación máxima de visibilidad de 88.45° durante la captura el 21 de marzo [1].	140
11.1.	Diagrama de bloques del algoritmo de adquisición serie.	144
11.2.	Diagrama de bloques del algoritmo de adquisición mediante la búsqueda de frecuencias en paralelo. .	145
11.3.	Diagrama de bloques del algoritmo de adquisición mediante la búsqueda de fases del código en paralelo. .	145
11.4.	Histograma de los datos capturados calculado con $40 \cdot 10^6$ muestras.	147
11.5.	Salida de la adquisición por búsqueda serie. (a) PRN 1 no es visible por lo que no hay pico presente. (b) PRN 3 es visible por lo que en la matriz obtenemos un pico pronunciado. El pico se encuentra para una fase de 385 chips y una frecuencia de 3.5 kHz con respecto a la frecuencia intermedia. . .	148
11.6.	Ejemplos de visualización de la adquisición del sistema GPS para (a) captura analógica directamente en IF y (b) captura digital mediante el conversor analógico digital ADC08D500.	149
11.7.	Detalle del pico para el código PRN 23 de GPS obtenido mediante adquisición por búsqueda paralela por fases del código. El máximo de la correlación se halla para un desfase del código de 465 muestras y una frecuencia de -2415 kHz respecto la frecuencia intermedia.	150
11.8.	Comparación de los picos resultantes de la adquisición realizada con el algoritmo de búsqueda série para los satélites de validación en órbita de Galileo: GIOVE-A y GIOVEB.	151
11.9.	Comparación de los picos resultantes de la correlación entre: (a) simulación teórica y adquisición del satélite con PRN 25 de GPS y (b) simulación teórica y adquisición de la componente E1-A del satélite GIOVE-A del sistema Galileo.	152

11.10 Bits del mensaje de navegación extraídos en un período de 2 segundos, a una tasa de muestreo de 20 Msps, para el satélite de la constelación GPS con PRN 8. La flecha indica el inicio del preámbulo y la subtrama. 152

Índice de tablas

2.1.	Longitud de los códigos para las bandas abiertas de Galileo.	13
2.2.	Coefficientes para las subportadoras sc_{E5-S} y sc_{E5-P} de la modulación AltBOC.	15
2.3.	Asignación de fases a los códigos C/A de los diferentes satélites.	19
2.4.	Ejemplo de código en memoria para la banda E1B de Galileo.	20
2.5.	Asignación de códigos secundarios según señal. En E5a-Q y E5b-Q se muestra el primero de los 50 códigos diferentes.	20
3.1.	Especificaciones espectrales para el receptor dual Galileo/GPS.	22
3.2.	Especificaciones de partida para los filtros duales de la etapa de radio frecuencia.	31
4.1.	Especificaciones de partida para los filtros duales de la etapa de radio frecuencia.	36
4.2.	Parámetros para el diseño del filtro para la banda E1/L1 de Galileo/GPS.	44
4.3.	Parámetros para la implementación circuital del filtro E1/L1 (Galileo/GPS).	44
4.4.	Propiedades del sustrato R03010 usado para la implementación del filtro.	48
4.5.	Valores teóricos para el factor de calidad según impedancia del resonador y las pérdidas asociadas.	50
4.6.	Comparación entre las pérdidas según la simulación circuital y la formula en (4.24).	51
4.7.	Comparación entre las pérdidas según la simulación circuital y la formula en 4.24.	51
4.8.	Parámetros para la implementación de la partícula elemental.	61
4.9.	Parámetros para el diseño del filtro teórico dual optimizando banda E5.	62
4.10.	Parámetros para el diseño del filtro teórico dual optimizando banda E5.	62
4.11.	Parámetros para el diseño del filtro teórico dual optimizando banda E5.	62
4.12.	Anchos de banda según la banda optimizada.	63
4.13.	Parámetros para la implementación final del filtro.	64
4.14.	Parámetros geométricos corregidos para la implementación del filtro dual Galileo/GPS.	67
4.15.	Parámetros de diseño y medidos para la implementación final del filtro dual Galileo/GPS para las bandas E5/L5 y E1/L1.	68
5.1.	Características del mezclador IRM prototipado.	77
5.2.	Características del mezclador IRM implementado.	83
5.3.	Relación de componentes del IRM implementado.	86
5.4.	Computo del coste del IRM implementado.	87
6.1.	Especificación de parámetros para el cálculo de los componentes concentrados del filtro de lazo del PLL.	94

6.2.	Coefficientes intermedios utilizados para el cálculo de los elementos concentrados del filtro de lazo.	95
6.3.	Valor de los elementos concentrados calculados teóricamente, mediante el programa de simulación ADIsimPLL v3.1 y valores comerciales utilizados en la implementación.	95
6.4.	Valor binario de los registros requeridos para programar el PLL.	98
6.5.	Comparación de las características de ruido del PLL entre el <i>datasheet</i> y los resultados medidos. .	101
6.6.	Relación de componentes del oscilador local implementado.	105
6.7.	Computo del coste del oscilador local implementado.	108
7.1.	Especificaciones para el amplificador de bajo ruido (LNA).	111
7.2.	Especificaciones para el bloque amplificador de RF.	112
7.3.	Especificaciones para el bloque amplificador de IF.	113
7.4.	Computo del coste del amplificador LNA implementado.	116
7.5.	Computo del coste del amplificador de RF implementado.	116
7.6.	Computo del coste del amplificador de IF implementado.	116
8.1.	Computo del coste de la placa conversora analógico/digital.	124
9.1.	Especificaciones de partida para los filtros duales de la etapa de radio frecuencia.	132
9.2.	Computo del coste total del receptor GNSS.	132
11.1.	Comparación de los tres algoritmos para la adquisición [1]. Parámetros: 1023 fases por código (sistema GPS), rango de búsqueda ± 10 kHz con resolución frecuencial de 500 Hz.	146
11.2.	Propiedades principales de las señales de navegación transmitidas en la banda E1 por los satélites de validación en órbita (GIOVE) del sistema Galileo.	150
11.3.	Propiedades de los códigos pseudo-aleatorios de los satélites GIOVE para la banda E1.	151

Capítulo 1

Introducción

Los Sistemas de Navegación Global por Satélite, o GNSS¹, hacen referencia a todo sistema con cobertura global que tiene como finalidad la estimación de la posición, la velocidad y el tiempo de un usuario mediante el uso de satélites.

El principio de funcionamiento de un sistema de posicionamiento global se basa en el envío de una referencia temporal muy precisa desde los satélites. Estos utilizan relojes atómicos con una gran precisión, por ejemplo los relojes de Galileo basados en máseres pasivos de hidrógeno que sufren una deriva temporal de tan solo 1 nanosegundo cada 24 horas [1]. La recepción de esta señal permite calcular la distancia al satélite mediante la estimación del tiempo de viaje. Para realizar el cálculo de la posición es necesaria la captura de un mínimo de cuatro señales: tres para resolver las incógnitas correspondientes a la representación de la posición espacial (3D), más una cuarta para resolver el error del reloj del usuario.

Actualmente existen dos sistemas GNSS en funcionamiento, el americano NAVSTAR-GPS² y el ruso GLONASS³. Los sistemas de posicionamiento global siguen experimentando un fuerte desarrollo como consecuencia de las nuevas propuestas introducidas por diferentes países. Entre estas tenemos el sistema COMPASS en desarrollo por China y el sistema actualmente en fase de pruebas Galileo, desarrollado conjuntamente por la Unión Europea y la Agencia Espacial Europea (ESA).

La interoperabilidad entre estos sistemas permitirá una mejora notable del funcionamiento para el usuario final. El receptor podrá calcular la posición con satélites de diferentes constelaciones, por lo que no solo la cantidad de satélites visibles aumentará, y con ello también la precisión del sistema, sino que además obtendremos una mejora en la cobertura, y la posibilidad de elegir los mejores satélites en términos de calidad de recepción o posición geométrica en cada momento.

¹Global Navigation Satellite System

²NAVigation Satellite Timing and Ranging - Global Positioning System

³GLObal NAVigation Satellite System

Concretando en el estado del arte de los sistemas, la tendencia actual de la mayoría es la utilización de múltiples bandas frecuenciales. Esta diversidad frecuencial añade diferentes mejoras como la robustez contra interferencias, ya sean estas intencionadas o no, o la posibilidad de realizar estimaciones de la ionosfera, causa de la mayor cantidad de errores en los sistemas de posicionamiento actual [2].

El trabajo que a continuación se desarrolla parte de estos conceptos para el diseño, implementación y validación de un receptor para el segmento de usuario con capacidades multiconstelación y multifrecuencia. En concreto el receptor se diseña para la captura de las bandas E1/L1 y E5/L5 de los sistemas Galileo y NAVSTAR-GPS.

1.1. El sistema GPS

El sistema de posicionamiento global por satélite NAVSTAR-GPS, a partir de ahora abreviado como GPS, es desarrollado por el *Departamento de Defensa de los Estados Unidos* [3].

Aunque diseñado para trabajar con 24 satélites, en la actualidad el sistema cuenta con una constelación de 32 satélites. Entre los satélites básicos coexisten además satélites de pruebas y de recambio.

Los satélites están repartidos en seis planos orbitales con una inclinación de 55° respecto al ecuador, y a una altura de 20200 km. Esta configuración permite una adquisición mínima de seis satélites en cualquier punto del planeta con visibilidad directa del cielo.

1.2. El sistema Galileo

El sistema Galileo es el sistema civil de posicionamiento global por satélite Europeo, diseñado para ofrecer un posicionamiento global de gran precisión con capacidad para interoperar con otros sistemas como GPS y GLONASS [4].

El sistema Galileo completo cuenta con 30 satélites, 27 operacionales y 3 de recambio, posicionados en tres planos orbitales MEO (Medium Earth Orbit) inclinados 56° con referencia al plano ecuatorial y a una altura de 23.200 km.

1.3. Objetivos del trabajo

El presente trabajo tiene como principal objetivo el diseño e implementación física de un receptor multi-constelación y multi-frecuencia. La adquisición de sistemas GNSS convencionales consiste en la captura de señales muy débiles con anchos de banda pequeños. Sin embargo, la adquisición simultánea de los sistemas Galileo y GPS en múltiples bandas frecuenciales, implica un aumento notable de los requisitos exigidos. Por ejemplo, un receptor convencional GPS L1 trabaja con un ancho de banda entre 2 y 16 MHz (sistemas con alta precisión), en el receptor presentado se realiza la adquisición

de las bandas E5/L5 y E1/L1 con 50 y 32 MHz respectivamente. En la Fig. 1.1 se muestran las bandas de interés.

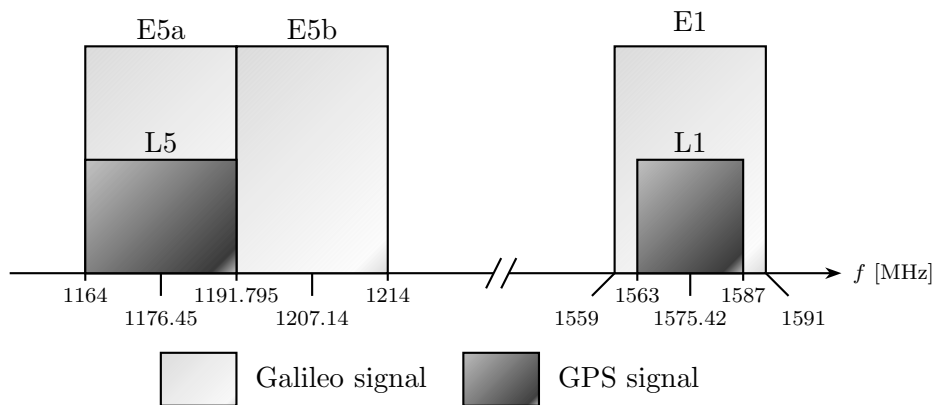


Figura 1.1: Especificación frecuencial de las bandas de interés.

Una vez diseñado e implementado el receptor se realizará su validación mediante la realización de medidas tanto experimentales, realizadas en laboratorio, como una campaña de medidas en entorno real mediante la adquisición de diferente satélites para ambos sistemas.

1.4. Bibliografía

- [1] F. Droz, P. Mosset, G. Barmaverain, P. Rochat, Q. Wang, M. Belloni, L. Mattioni, U. Schmidt, T. Pike, F. Emma, *et al.*, “Galileo Rubidium Standard and Passive Hydrogen Maser,” *Satellite Communications and Navigation Systems*, p. 133, 2007.
- [2] J. Thor and D. Akos, “A direct rf sampling multifrequency gps receiver,” *Position Location and Navigation Symposium, 2002 IEEE*, pp. 44–51, 2002.
- [3] ARINC Engineering Services, LLC, “Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces (IS-GPS-200D),” *GPS Joint Program Office*, Dec 2004.
- [4] European Space Agency / European GNSS Supervisory Authority, “Galileo open service, signal in space interface control document (OS SIS ICD, Draft 1),” Feb 2008.

Capítulo 2

Señal GNSS

Antes de proceder a diseñar el receptor es necesario estudiar las características del tipo de señal que se quiere recibir. Tal y como se ha introducido el receptor debe recibir señales de las constelación de los sistemas Galileo y GPS. Además, deberá capturar dos de las bandas frecuenciales emitidas en cada sistema, concretamente las bandas E5 y E1.

Las señales transmitidas por los sistemas GNSS estudiados, utilizan técnicas de acceso múltiple mediante división por códigos (CDMA¹). Estas técnicas son también conocidas como *spread spectrum*, o de espectro ensanchado, puesto la aplicación de los códigos realiza un ensanchado de la señal que se desea transmitir. Las señales de espectro ensanchado enviadas por los satélites se generan mediante códigos diferentes para cada satélite en el caso de GPS, o para cada señal, frecuencia y satélite en el caso del sistema Galileo.

A continuación se presenta el estudio en detalle de estas señales, así como sus principales características y propiedades.

Empezamos el estudio con la señal del sistema GPS, tanto por ser la primera en aparecer, como por poseer una menor complejidad. Esto nos permite introducir con mayor claridad los diferentes conceptos que estas señales presentan. Una vez vista la señal GPS, se parte de esta para proceder al estudio de las señales transmitidas por el sistema Galileo.

Cabe mencionar que el estudio de este capítulo está basado en los documentos *Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces IS-GPS-200D* [1] para GPS, el documento *Galileo Open Service Signal In Space Interface Control Document, OS SIS ICD, Draft 1* [2] para el sistema Galileo y el libro *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver* [3].

¹Code Division Multiple Access

2.1. Señal GPS

Las señales del sistema GPS se transmiten en tres márgenes frecuenciales en banda L. Esta banda comprende de el rango frecuencial entre 1 y 2 GHz, según la designación del estándar para Radars de la organización IEEE² [4]. Las tres bandas frecuenciales utilizadas en GPS reciben el nombre L1, L2 y L5. Su frecuencia central puede derivarse de la frecuencia común $f_0 = 10,23$ MHz (en realidad 10.22999999543 MHz para ajustar efectos relativistas, permitiendo obtener una frecuencia nominal de 10.23 MHz, vista por un observador en la tierra) según:

$$f_{L1} = 154 \cdot f_0 = 1575,42\text{MHz} \quad (2.1)$$

$$f_{L2} = 120 \cdot f_0 = 1227,60\text{MHz} \quad (2.2)$$

$$f_{L5} = 115 \cdot f_0 = 1176,45\text{MHz} \quad (2.3)$$

Estas tres señales están compuestas por tres componentes:

- **Portadora:** Señal portadora con frecuencia f_{L1} , f_{L2} o f_{L5} .
- **Secuencia de ensanchado:** Cada satélite tiene asignados unos códigos determinados para cada banda emitida. Estos códigos se dividen en códigos de adquisición ordinaria C/A y los códigos encriptados P(Y). El código P(Y) es un código largo que se repite cada semana a una tasa de 10.23 MHz. El código C/A, en el cual nos centramos a partir de este punto, es un código de 1023 chips³ de duración a una tasa de chip de 1.023 MHz, por lo que este código se repite cada milisegundo. Actualmente ya está disponible el código C/A para las bandas L1 y L2, la banda L5 está actualmente en fase de pruebas.
- **Datos de navegación:** Los datos de navegación contienen la información con referencia a las órbitas, así como el almanaque, datos temporales UTC⁴, correcciones ionosféricas... Se transmiten a una tasa de 50 bps, es decir un bit dura 20 ms y contiene 20 repeticiones del código C/A.

2.1.1. Generación de la señal GPS

Una vez generadas las portadoras según las ecuaciones (2.2-2.3), a partir del mismo reloj base, y mediante la utilización de registros de desplazamiento lateral, se obtienen los códigos de ensanchamiento, o códigos pseudo-aleatorios. Estos códigos se sincronizan con los datos y se combinan con estos mediante la utilización de sumadores módulo 2 (función OR exclusiva) en caso de tener secuencias binarias representadas con 1's y 0's, o bien mediante multiplicadores en caso de tener secuencias representadas con valores polares sin retorno a cero (NRZ).

²Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.

³Un chip se corresponde con un bit, recibe este nombre para indicar que este no lleva información.

⁴*Temps Universel Coordonné* (Tiempo Universal Coordinado)

Una vez obtenidas las combinaciones $C/A \oplus \text{datos}$ y $P(Y) \oplus \text{datos}$, se modulan en fase y cuadratura las portadoras mediante modulación BPSK⁵.

En la ecuación (2.4) se describe matemáticamente la señal transmitida en la banda L1.

$$S_{L1} = \sqrt{2P_C} (C^k(t) \oplus D^k(t)) \cos(2\pi f_{L1}t) + \sqrt{2P_P} (P^k(t) \oplus D^k(t)) \sin(2\pi f_{L1}t) \quad (2.4)$$

donde P_C y P_P son las potencias de las señales del satélite k con códigos $C^k(t)$ y $P^k(t)$, representando respectivamente los códigos C/A y P(Y) con datos de navegación D^k . Podemos observar este proceso en el ejemplo de la Fig. 2.1 donde se ha modulado una portadora con 20 chips del código C/A del primer satélite GPS, y un cambio de estado de un bit en los datos de navegación.

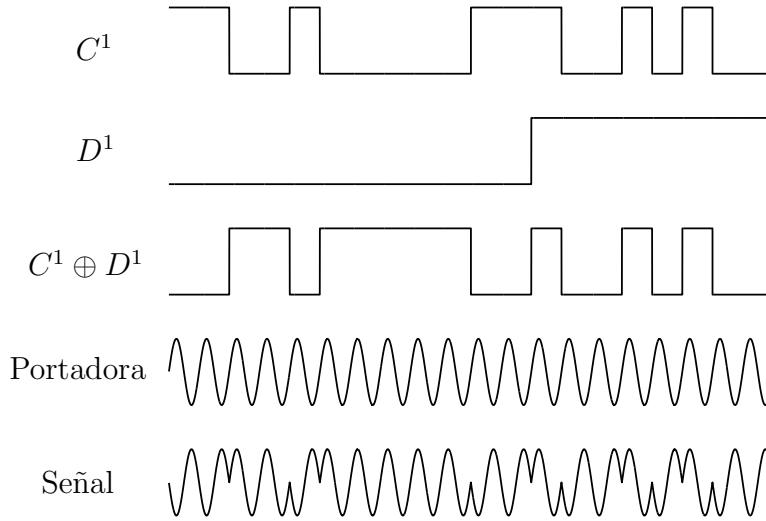


Figura 2.1: Generación de la señal L1 mediante la modulación de la portadora con la combinación del código C/A (C^1) y los datos de navegación (D^1). La figura contiene los primeros 20 chips del código Gold con PRN 1.

2.1.2. Código C/A

Una vez visto el funcionamiento básico de la generación de las señales en los transmisores GPS, es necesario conocer como se generan los llamados códigos de ensanchamiento, y por qué se usan en esta aplicación. Como ya se ha mencionado, centramos el estudio en los códigos de adquisición ordinaria C/A (de los términos anglosajones *Coarse Acquisition*).

Estos códigos, o secuencias, pertenecen a una familia única de códigos comúnmente conocidos como códigos *Gold*. La generación de estos códigos se realiza mediante registros de desplazamiento con realimentación, tal y como se observa en la Fig. 2.2.

⁵Binary Phase Shift Keying

La realimentación se consigue con la suma modulo 2 de los bits determinados por los polinomios siguientes:

$$F_{G1}(x) = 1 + x^3 + x^{10}, \quad (2.5)$$

$$F_{G2}(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}. \quad (2.6)$$

Una vez realizada la realimentación, los diferentes códigos para cada satélite (ver apéndice 2.6.1) se consiguen mediante un selector de fase, que combina un determinado número de bits del registro G2 con el bit 10 del registro G1. Podemos ver el esquema de la generación de los códigos en la Fig. 2.2.

Para generar un código, primero inicializaremos los registros a todo 1's. Posteriormente seleccionaremos la fase deseada, y a cada ciclo del reloj obtendremos un chip a la salida. Una vez transcurridos 1023 ciclos obtenemos el código entero y volvemos a inicializar los registros para empezar una nueva repetición del código.

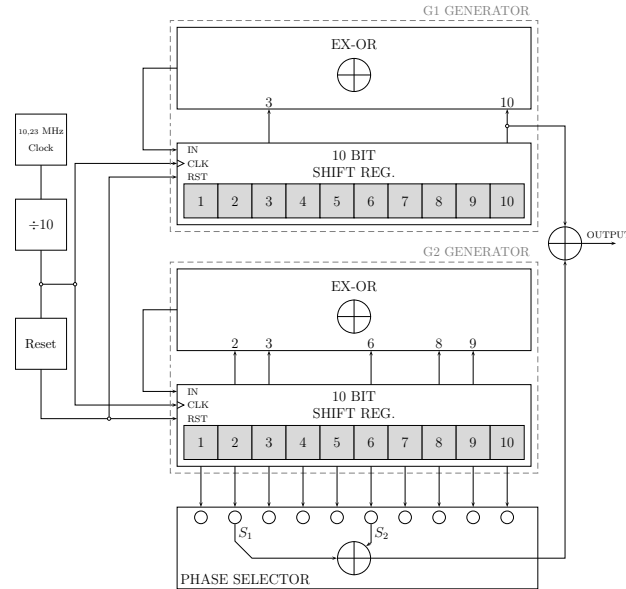


Figura 2.2: Generador de códigos C/A. Contiene dos registros de desplazamiento, G1 y G2. El código depende directamente de la salida de G1 y de una combinación de bits del registro G2, determinada por el selector de fase.

En el caso del código C/A, se generan códigos de longitud 1023 chips, donde 512 chips son 1 y 511 son 0, distribuidos en apariencia, de forma aleatoria. No obstante, la secuencia es determinista por lo que se dice que estos códigos son pseudo-aleatorios, o de forma más utilizada, secuencias PRN.

Esta apariencia es precisamente lo que hace que tenga unas propiedades deseables desde el punto de vista de la correlación. La principal propiedad es que prácticamente no hay correlación cruzada entre códigos, es decir, los códigos C/A están prácticamente incorrelados entre ellos, pudiendo escribir su correlación cruzada según:

$$r_{ik} = \sum_{l=0}^{1022} C^i(l)C^k(l+m) \approx 0 \quad \forall m \quad (2.7)$$

La segunda propiedad más importante es que la autocorrelación de un mismo código es prácticamente cero excepto en el lag cero. Esto hace que sea relativamente sencillo determinar si un código se halla en la señal, o incluso si este está bien alineado. La expresión para la autocorrelación puede escribirse como:

$$r_{kk} = \sum_{l=0}^{1022} C^k(l)C^k(l+m) \approx 0 \quad \text{para } |m| \geq 1 \quad (2.8)$$

En las Fig. 2.3 (a) se muestra la autocorrelación de la secuencia PRN 1. La correlación cruzada con otro código, en este caso el código PRN2, podemos apreciarla en la Fig. 2.3(b). Como es de esperar, la correlación de la Fig. 2.3 (a) muestra un pico que

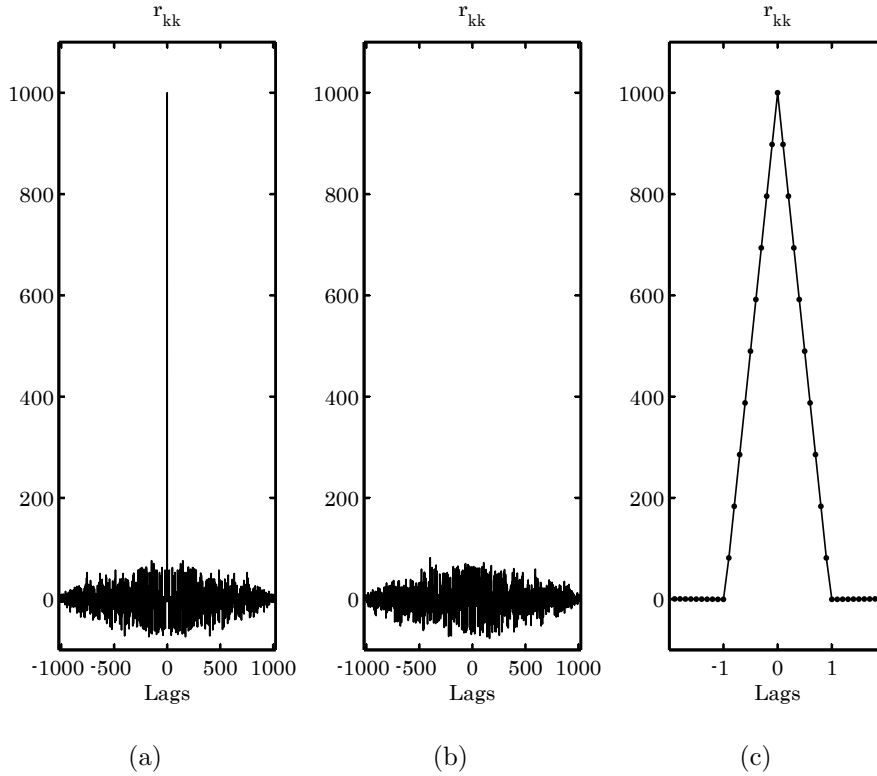


Figura 2.3: (a) Autocorrelación del código PRN 1. (b) Correlación cruzada de las secuencias PRN 1 y 2. (c) Pico de la autocorrelación normalizada para el código PRN 1 muestreado a una tasa de 10,23 MHz.

tiene por magnitud la suma del valor absoluto de todos los chips, es decir:

$$r_{kk,pico} = 2^n - 1 = 1023 \quad (2.9)$$

donde n es el número de estados en el desplazador de registros con que hemos generado el código, en este caso $n = 10$. El resto de valores de la autocorrelación, así como de la correlación cruzada, satisfacen la siguiente desigualdad [5]:

$$|r_{kk}| \leq 2^{(n+2)/2} + 1 = 65 \quad (2.10)$$

2.1.2.1. Efecto del muestreo de un código PRN

Si realizamos un muestreo de los códigos a una tasa mayor que la del propio código, tal y como se llevaría a cabo en la adquisición de un receptor, y realizamos la auto-correlación, obtenemos, en lugar del *lag* esperado, un triángulo (Fig. 2.3 (c)). Esto es ocasionado por el muestreo introducido, ya que ahora, al realizar la correlación, los lags de la esta se computan muestra a muestra, en lugar de chip a chip. Este efecto servirá posteriormente para comparar las señales GPS con Galileo, y también para visualizar de forma clara el resultado de la adquisición durante la validación del receptor.

2.1.3. Espectro de la señal GPS

Un parámetro importante que fijará las especificaciones de nuestro receptor, es el ancho de banda del sistema. Este deberá ser el más restrictivo, es decir, el mayor entre las señales de ambos sistemas. En la Fig. 2.4 podemos apreciar el espectro de la señal ensanchada. Observamos que el ensanchamiento producido por la aplicación del código PRN, ha producido diferentes lóbulos a lo largo del espectro. El lóbulo principal es muy pronunciado, y en consecuencia, este contiene la mayor parte de la energía de la señal. Concretamente en estos 2,046 MHz se obtiene aproximadamente el 95 % de la energía de la señal. En consecuencia, este es el mínimo ancho de banda para la recepción de la señal GPS. Los receptores convencionales, para la banda L1 de GPS, suelen utilizar valores comprendidos entre los 2 y los 16 MHz.

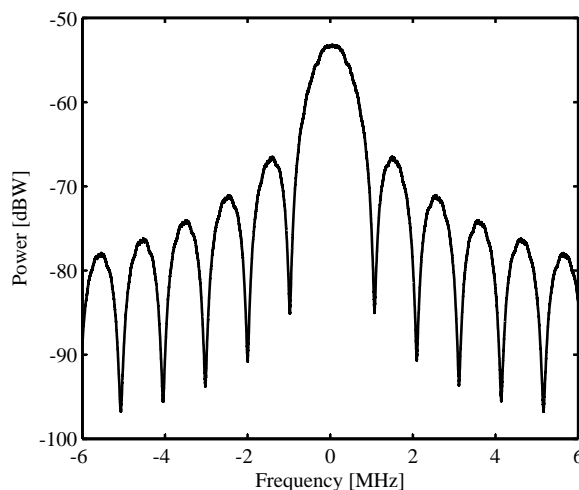


Figura 2.4: Espectro de la señal L1 de GPS con frecuencia central 1575,42 MHz.

2.2. Señal Galileo

En el diseño de las señales para Galileo ha habido una importante realimentación de toda las técnicas usadas en GPS, por lo que se ha podido ir más allá, en el diseño del

sistema. Se han diseñado señales que capaces de llegar sitios con especificaciones más complejas, como por ejemplo para facilitar la recepción en entornos interiores.

La constelación Galileo utiliza también tres bandas frecuenciales denominadas E1, E5 y E6, donde la banda E5 se divide en dos sub-bandas E5a y E5b. Las bandas E1 y E5a corresponden a las bandas L1 y L5 de GPS, tal y como se aprecia en la Fig. 1.1.

Del mismo modo que GPS las frecuencias portadoras de Galileo también se derivan de un reloj de 10,23 MHz, tal y como se muestra a continuación:

$$f_{E1} = 154 \cdot f_0 = 1575,42\text{MHz} \quad (2.11)$$

$$f_{E5} = 116,5 \cdot f_0 = 1191,795\text{MHz} \quad (2.12)$$

$$f_{E5a} = 115 \cdot f_0 = 1176,45\text{MHz} \quad (2.13)$$

$$f_{E5b} = 118 \cdot f_0 = 1207,14\text{MHz} \quad (2.14)$$

$$f_{E6} = 125 \cdot f_0 = 1278,75\text{MHz} \quad (2.15)$$

2.2.1. Generación de la Señal Galileo

La señal del sistema Galileo es muy parecida conceptualmente a la de GPS. Ambas señales utilizan técnicas de espectro ensanchado o CDMA, donde se multiplican datos con una tasa de velocidad baja por un código pseudo-aleatorio que ensancha el espectro. Sin embargo, para mejorar el aislamiento de los códigos entre sí, en Galileo se utilizan códigos más largos. El incremento de la longitud de los códigos conlleva una ralentización del proceso de adquisición, por lo que se ha propuesto la utilización de múltiples códigos pseudo-aleatorios. Estos nuevos códigos se añaden por capas, y puedan utilizarse según lo requieran las condiciones del enlace, es decir, para una señal débil usaremos todos los códigos, mientras que para una señal con una recepción fuerte utilizaremos tan solo la capa más simple. Al conjunto de estos códigos se los ha denominado *tiered codes* o códigos enlazados.

Adicionalmente, también se añade una señal subportadora que realiza un *split* frecuencial del lóbulo principal, con el fin de reducir interferencias entre los sistemas GPS y Galileo. A esta técnica se le denomina modulación BOC (Binary Offset Carrier), y es la base de las señales Galileo. En la Fig. 2.5 podemos ver la comparación entre diferentes picos de correlación para GPS, BOC(1,1) y BOC(6,1). Observamos como a medida que incrementamos la tasa de la subportadora, aparecen más picos. A partir de esta modulación, se desarrollan otras como la AltBOC (Alternative BOC) para las bandas E5 o la CBOC (Composite BOC) para la señal en la banda E1 [6].

Las señales de Galileo transmiten tres tipos de datos: señales pilotos, datos de navegación y datos del servicio regulado. Los datos de navegación y las señales pilotos son señales denominadas de servicio abierto (OS), ya que pueden ser utilizadas por todos los usuarios. Los datos denominados PRS (Public Regulated Service) estarán disponibles mediante contrato. Esta última señal está orientada a mejorar la calidad de la señal, y en definitiva mejorar la calidad del servicio. En los siguientes apartados el estudio se centra en las señales de servicio abierto, ya que son las únicas de las cuales se dispone de información.

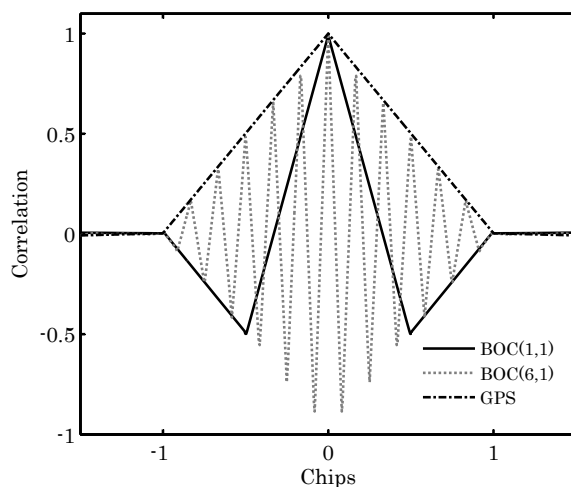


Figura 2.5: Picos de las autocorrelaciones normalizadas para la señal BOC con tasa de subportadora de 1,023 MHz, BOC con tasa de subportadora 6,138 MHz y GPS.

2.2.2. Códigos PRN

En el caso de Galileo los códigos PRN que se usan para el código primario, son secuencias Gold trucandas. El concepto es el mismo que el visto anteriormente en la generación de los códigos C/A de GPS, sin embargo, existen pequeñas diferencias que se resumen a continuación:

- **Longitud del código:** Según la señal la duración del código PRN varía. Por ejemplo, para el caso de la señal E5a, la longitud del código primario es de 10230 chips, mientras que para el código E1-B la longitud es de 4092 chips.
- **Longitud de los registros:** En este caso los registros cuentan con diferente número de bits según el código que se quiera implementar. Por ejemplo, para generar el código de la banda E1-A los registros cuentan con $n = 25$ bits, mientras que para el código de la banda E1-B tan solo cuenta con $n = 13$ bits.
- **Inicialización de los registros:** Mientras uno de los registros sigue inicializándose con todo 1s, la inicialización del otro depende de cada código y satélite.
- **Coefficientes de realimentación:** En Galileo no se utiliza el selector de fase empleado en los códigos C/A, sino que la salida siempre depende directamente de la combinación de los últimos bits del registro y lo que cambia son los coeficientes de los taps de realimentación que, de nuevo, dependerán del tipo de código y satélite.
- **Memory codes:** En Galileo, se introducen los denominados *Memory codes*, o códigos en memoria, que son secuencias pseudo-aleatorias especialmente optimizadas. Estas se guardan directamente en memoria, en lugar de ser generados como

los vistas hasta el momento. En la tabla 2.4 del apéndice del capítulo podemos ver un ejemplo de código en memoria.

- **Códigos secundarios:** utilizados para alargar la duración de los códigos primarios y obtener mejores aislamientos entre códigos. Son proporcionados también como códigos memoria y sus longitudes oscilan entre 1 (no hay código secundario) y 100. En cada tiempo de chip de este código hay un código primario entero. En la tabla 2.5 de los apéndices del capítulo, podemos ver la asignación de estos códigos según las diferentes señales.

En la tabla 2.1 se muestra un resumen con las diferentes longitudes de los códigos utilizadas por las bandas abiertas de Galileo.

Señal y componente	Longitud Enlazado [ms]	Longitud del código [chips]	
		Primario	Secundario
E5a-I	20	10230	20
E5a-Q	100	10230	100
E5b-I	4	10230	4
E5b-Q	100	10230	100
E1-B	4	4092	1 (N/A)
E1-C	100	4092	25

Tabla 2.1: Longitud de los códigos para las bandas abiertas de Galileo.

2.2.3. Señal E1 OS de Galileo

Como se ha introducido, la señal E1 de Galileo está compuesta por tres tipos de señal, datos concernientes al servicio público regulado, datos de navegación y señal piloto, correspondientes a las señales E1-A, E1-B y E1-C respectivamente. Solo analizaremos las señales E1-B y E1-C correspondientes al servicio abierto.

Las señales E1-B y E1-C se constituyen modulando la señal portadora, a frecuencia f_{E1} , mediante la modulación CBOC(m_1, m_2, n, r), donde m_1 y m_2 representan las dos frecuencias de sus dos subportadoras normalizadas a 1.023 MHz, n es la tasa de chip del código principal también normalizado, y r la relación de potencias entre las subportadoras. Cabe mencionar que en este tipo de modulación piloto y datos se transmiten en la misma componente. Podemos ver un diagrama de la generación de la señal CBOC en la Fig. 2.6, y su representación matemática en la ecuación (2.16).

$$S_{E1} = C_{E1-B} D_{E1-B} (\alpha \cdot sc_{E1-B,a} + \beta \cdot sc_{E1-B,b}) - C_{E1-C} (\alpha \cdot sc_{E1-C,a} - \beta \cdot sc_{E1-C,b}) \quad (2.16)$$

Una vez tenemos la señal, modulamos con ella la señal portadora a frecuencia f_{E1} .

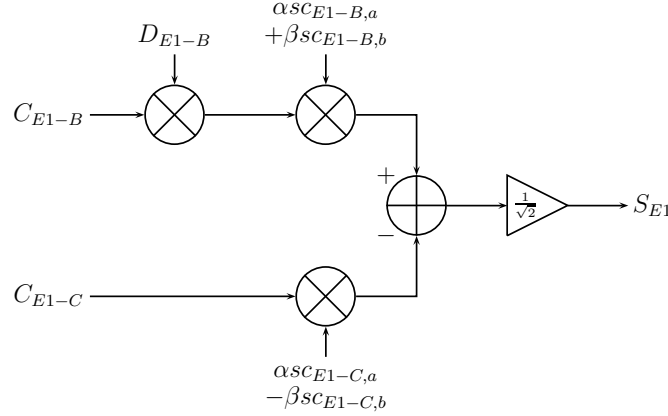


Figura 2.6: Modulación CBOC para la señal E1 OS de Galileo. Donde el código PRN C_{E1-B} se multiplica con los datos de navegación D_{E1-B} , y se modulan mediante las subportadoras $SC_{E1-B,a}$ y $SC_{E1-B,b}$. El código PRN C_{E1-C} se modula directamente (señal piloto) con las subportadoras $SC_{E1-C,a}$ y $SC_{E1-C,b}$. Los coeficientes α y β dependen de la relación de potencias r .

Los parámetros de la versión actual de la señal E1 OS corresponden a una modulación CBOC(1,6,1,1/11). Es decir, las señales E1-B (datos a 250bps) y E1-C (piloto) están moduladas por dos subportadoras de 1.023 MHz y 6.138 MHz con una relación de potencias entre ellas de 1/11 que implica que sus amplitudes son respectivamente:

$$\alpha = \sqrt{\frac{10}{11}} \quad y \quad \beta = \sqrt{\frac{1}{11}} \quad (2.17)$$

2.2.4. Señal E5 OS de Galileo

Hemos visto la señal E1, donde se añade la modulación CBOC para mejorar las propiedades de la señal recibida. Sin embargo, la señal más avanzada, y prometedora, del sistema Galileo se transmite en la banda E5, y recibe el nombre de modulación *Alternative BOC*. Concretamente la banda E5 utiliza la AltBOC(15,10) es decir, utiliza una subportadora a 15,345 MHz y la tasa del código PRN es de 10,23 MHz. Podemos ver el esquema básico de esta modulación en la Fig. 2.7

Como es habitual, la contrapartida a transmitir una señal tan avanzada es su alto coste computacional si se compara con las modulaciones tradicionales, o incluso con la modulación BOC. Esto es debido a que esta señal se genera mediante la combinación compleja de cuatro componentes del código PRN utilizado [7].

La modulación AltBOC, al contrario que en el caso de la CBOC, descompone las bandas E5a y E5b en fase y cuadratura. El código de la señal en fase es combinado con los datos, mientras que los códigos en cuadratura se utilizan para enviar la señal piloto. Una vez tenemos estas cuatro componentes generadas denominadas e_{E5a-I} , e_{E5a-Q} , e_{E5b-I} y e_{E5b-Q} , las combinamos con las dos subportadoras sc_{E5-S} y sc_{E5-P} según la

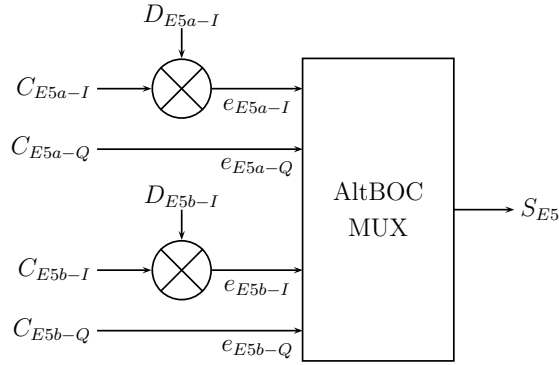


Figura 2.7: Modulación AltBOC para la señal E5 OS de Galileo.

ecuación en (2.18).

$$\begin{aligned}
 S_{E5} = & \frac{1}{2\sqrt{2}} (e_{E5a-I}(t) + j e_{E5a-Q}(t)) [sc_{E5-S}(t) - j sc_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)] + \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} (e_{E5b-I}(t) + j e_{E5b-Q}(t)) [sc_{E5-S}(t) - j sc_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)] + \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} (\bar{e}_{E5a-I}(t) + j (\bar{e}_{E5a-Q}(t)) [sc_{E5-S}(t) - j sc_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)] + \\
 & + \frac{1}{2\sqrt{2}} ((\bar{e}_{E5a-I}(t) + j (\bar{e}_{E5a-Q}(t)) [sc_{E5-S}(t) - j sc_{E5-S}(t - T_{s,E5}/4)]
 \end{aligned} \quad (2.18)$$

donde a su vez \bar{e}_{E5a-I} , \bar{e}_{E5a-Q} , \bar{e}_{E5b-I} y \bar{e}_{E5b-Q} son el producto de las señales según:

$$\begin{aligned}
 \bar{e}_{E5a-I} &= e_{E5a-Q} e_{E5b-I} e_{E5b-Q} & \bar{e}_{E5a-Q} &= e_{E5a-I} e_{E5b-I} e_{E5b-Q} \\
 \bar{e}_{E5b-I} &= e_{E5b-Q} e_{E5a-I} e_{E5a-Q} & \bar{e}_{E5b-Q} &= e_{E5b-I} e_{E5a-I} e_{E5a-Q}
 \end{aligned} \quad (2.19)$$

Finalmente, al contrario que con las señales E1, las señales subportadoras para la modulación AltBOC siguen los coeficientes descritos en la tabla 2.2. Podemos observar un período de estas subportadoras en la Fig. 2.8.

SC	0	1	2	3	4	5	6	7
sc_{E5-S}	$\sqrt{2} + 1$	1	-1	$-\sqrt{2} - 1$	$-\sqrt{2} - 1$	-1	1	$\sqrt{2} + 1$
sc_{E5-P}	$-\sqrt{2} + 1$	1	-1	$\sqrt{2} - 1$	$\sqrt{2} - 1$	-1	1	$-\sqrt{2} + 1$

Tabla 2.2: Coeficientes para las subportadoras sc_{E5-S} y sc_{E5-P} de la modulación AltBOC.

2.2.5. Espectro de las señales Galileo

Como se ha anticipado, el espectro frecuencial de las señales Galileo se caracteriza por una separación frecuencial del lóbulo principal que presentaría una modulación estándar como la presentada por GPS. En la Fig. 2.9 se presenta una comparación entre el espectro de GPS y el espectro resultante de una modulación BOC(1,1) donde se aprecia el comportamiento explicado.

Para la modulación BOC(1,1) de la figura, se obtiene que el 87% de la energía está concentrada en 4.092 MHz.

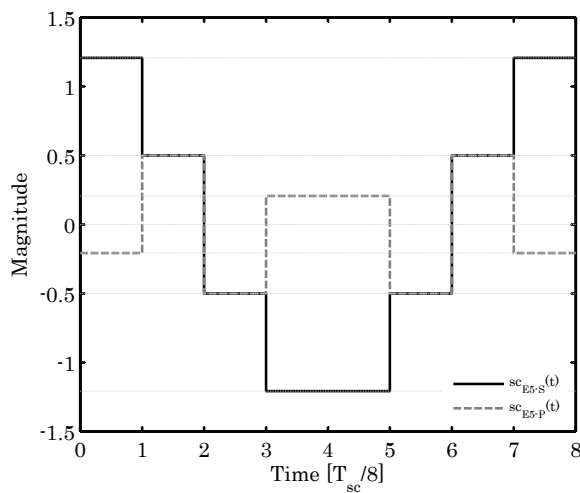


Figura 2.8: Período de las subportadoras sc_{E5-S} y sc_{E5-P} de la señal AltBOC, según amplitudes en la tabla 2.2.

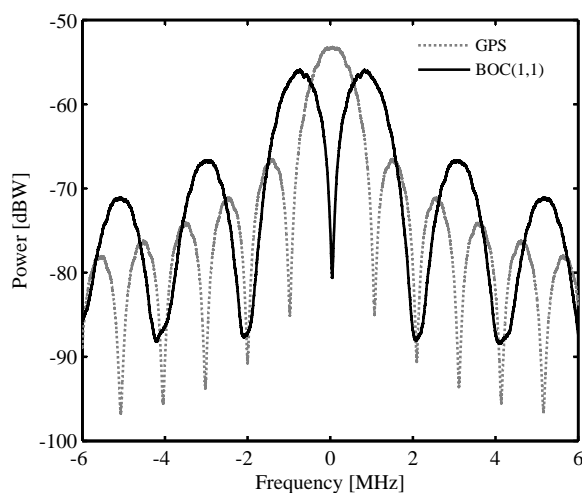


Figura 2.9: Período de las subportadoras sc_{E5-S} y sc_{E5-P} de la señal AltBOC.

2.3. Características comunes

2.3.1. Desplazamiento Doppler

Un parámetro importante a la hora de realizar la adquisición, es el efecto Doppler introducido por el movimiento relativo entre satélite y usuario. En la bibliografía está ampliamente documentado que el desplazamiento doppler típico para la banda L1 para un receptor fijo es como máximo ± 5 kHz, y para un receptor con alta movilidad menor de ± 10 kHz.

2.3.2. Polarización

Tanto la señal GPS como la señal Galileo se transmiten con polarización circular a derechas (RHCP⁶) [2].

2.3.3. Ganancia de procesado

Una vez recibida la señal, debemos realizar el *despreading*, es decir, eliminar el ensanchamiento producido por la aplicación de los códigos PRN. Mediante este proceso se vuelve a elevar la señal por encima del ruido. La recuperación de esta señal viene caracterizada por la ganancia de procesado, factor que se puede calcular a partir de las tasas de chip (R_c) y de bit (R_b) de los códigos empleados.

$$G_P = 10 \log_{10} \left(\frac{R_c}{R_b} \right) \quad (2.20)$$

Mediante la ecuación (2.20), para el sistema GPS con una tasa de chip de 1.023 MHz, y una tasa de bit de 50 bps, obtenemos una ganancia de procesado de 43 dB.

2.4. Conclusiones

En este capítulo se han estudiado las principales características de las señales GNSS que el receptor debe recibir. Mediante la comprensión de estas señales se profundiza en el conocimiento del sistema en conjunto, hecho necesario para poder diseñar el receptor de forma óptima para la aplicación propuesta.

Las características que más afectarán al diseño del receptor son la dualidad frecuencial, el gran ancho de banda de las diferentes señales y el comportamiento ruidoso de estas.

⁶Right-Hand Circularly Polarized

2.5. Bibliografía

- [1] ARINC Engineering Services, LLC, “Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces (IS-GPS-200D),” *GPS Joint Program Office*, Dec 2004.
- [2] European Space Agency / European GNSS Supervisory Authority, “Galileo open service, signal in space interface control document (OS SIS ICD, Draft 1),” Feb 2008.
- [3] Borre, K., Akos, D.M., et al., *A software-defined GPS and Galileo receiver: a single-frequency approach*. Birkhauser, 2007.
- [4] “IEEE std 521 - 2002,” (*Revision of IEEE Std 521-1984*), pp. 1–3, 2003.
- [5] R. Gold, “Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (corresp.),” *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 619–621, Oct 1967.
- [6] J. Avila-Rodriguez, G. Hein, S. Wallner, J. Issler, L. Ries, L. Lestarquit, A. de Lattour, J. Godet, F. Bastide, and T. Pratt, “The MBOC Modulation: The Final Touch to the Galileo Frequency and Signal Plan,” *NAVIGATION-LOS ANGELES AND WASHINGTON-*, vol. 55, no. 1, p. 15, 2008.
- [7] D. W. W. Sleewaegen, J.-M. and M. Hollreiser, “Galileo altboc receiver,” *ESA-ESTEC*.

2.6. Apéndices al capítulo 2

2.6.1. Generación de los códigos C/A (GPS)

Satellite ID number	GPS signal number	Code phase selection G_2	Code delay chips	First 10 chips octal
1	1	$2 \oplus 6$	5	1440
1	1	$2 \oplus 6$	5	1440
2	2	$3 \oplus 7$	6	1620
3	3	$4 \oplus 8$	7	1710
4	4	$5 \oplus 9$	8	1744
5	5	$1 \oplus 9$	17	1133
6	6	$2 \oplus 10$	18	1455
7	7	$1 \oplus 8$	139	1131
8	8	$2 \oplus 9$	140	1454
9	9	$3 \oplus 10$	141	1626
10	10	$2 \oplus 3$	251	1504
11	11	$3 \oplus 4$	252	1642
12	12	$5 \oplus 6$	254	1750
13	13	$6 \oplus 7$	255	1764
14	14	$7 \oplus 8$	256	1772
15	15	$8 \oplus 9$	257	1775
16	16	$9 \oplus 10$	258	1776
17	17	$1 \oplus 4$	469	1156
18	18	$2 \oplus 5$	470	1467
19	19	$3 \oplus 6$	471	1633
20	20	$4 \oplus 7$	472	1715
21	21	$5 \oplus 8$	473	1746
22	22	$6 \oplus 9$	474	1763
23	23	$1 \oplus 3$	509	1063
24	24	$4 \oplus 6$	512	1706
25	25	$5 \oplus 7$	513	1743
26	26	$6 \oplus 8$	514	1761
27	27	$7 \oplus 9$	515	1770
28	28	$8 \oplus 10$	516	1774
29	29	$1 \oplus 6$	859	1127
30	30	$2 \oplus 7$	860	1453
31	31	$3 \oplus 8$	861	1625
32	32	$4 \oplus 9$	862	1712

Tabla 2.3: Asignación de fases a los códigos C/A de los diferentes satélites.

2.6.2. Ejemplo de código en memoria

Código en memoria num. 1 (banda E1-B)

```
F5D7 1013 0573 541B 9DBD 4FD9 E9B2 0A0D 59D1 44C5 4BC7 9355 39D2 E758
10FB 51E4 9409 3A0A 19DD 79C7 0C5A 98E5 657A A578 0977 77E8 6BCC 4651
CC72 F2F9 74DC 7660 7AEA 3D0B 557E F42F F57E 6A58 E805 358C E925 7669
133B 18F8 0FDB DFB3 8C55 24C7 FB1D E079 8424 8299 0DF5 8F72 321D 9201
F897 9EAB 159B 2679 C9E9 5AA6 D534 560D F75C 2B43 16D1 E230 9216 8828
5425 3A1F A60C A2C9 4ECE 013E 2A8C 9433 41E7 D9E5 A846 4B3A D407 E0AE
465C 3E3D D1BE 60A8 C3D5 0F83 1536 401E 776B E02A 6042 F4A2 7AF6 53F0
CFC4 D4D0 13F1 1531 0788 D68C AEAD 3ECC CC53 3058 7EB3 C22A 1459
FC8E 6FCC E9CD E849 A520 5E70 C6D6 6D12 5814 D698 DD0E EBF E AE52
CC65 C5C8 4EED 2073 7900 0E16 9D31 8426 516A C5D1 C31F 2E18 A65E 07AE
6E33 FDD7 24B1 3098 B3A4 4468 8389 EFBB B5EE AB58 8742 BB08 3B67 9D42
FB26 FF77 919E AB21 DE03 89D9 9979 8F96 7AE0 5AF0 F4C7 E177 416E 18C4
D5E6 987E D359 0690 AD12 7D87 2F14 A8F4 903A 1232 9732 A976 8F82 F295
BEE3 9187 9293 E3A9 7D51 435A 7F03 ED7F BE27 5F10 2A32 02DC 3DE9 4AF4
C712 E9D0 06D1 8269 3E96 3293 3E6E B773 880C F147 B922 E745 39E4 582F
79E3 9723 B4C8 0E42 EDCE 4C08 A8D0 2221 BAE6 D177 3481 7D5B 531C 0D3C
1E72 3911 F3FF F6AA C02E 97FE A69E 376A F476 1E64 51CA 61FD B2F9 1876
42EF CD63 A09A AB68 0770 C159 3EED D4FF 4293 BFFD 6DD2 C336 7E85
B14A 654C 834B 6699 421A
```

Tabla 2.4: Ejemplo de código en memoria para la banda E1B de Galileo.

2.6.3. Asignación de códigos secundarios

Señal	Código secundario	Secuencia (hexadecimal)
E5a-I	CS_{20_1}	842E9
E5a-Q	$CS_{100_{1-50}}$	83F6F69D8F6E15411FB8C9B1C
E5b-I	CS_{4_1}	E
E5b-Q	$CS_{100_{51-100}}$	CFF914EE3C6126A49FD5E5C94
E1-B	N/A	-
E1-C	CS_{25_1}	380AD90

Tabla 2.5: Asignación de códigos secundarios según señal. En E5a-Q y E5b-Q se muestra el primero de los 50 códigos diferentes.

Capítulo 3

Diseño de la cabecera de recepción dual para Galileo/GPS

3.1. Trasfondo

Una vez estudiada la señal GNSS y sus características, procedemos a diseñar el receptor GNSS para la adquisición de las bandas E5/L5 y E1/L1 de Galileo/GPS.

La señal transmitida por los satélites llega a tierra con una potencia garantizada de -155dBW para Galileo y de -158 dBW para GPS. Esta señal es extremadamente débil y su nivel de potencia está por debajo del nivel de ruido. Este hecho hace que los receptores para las señales GNSS estén orientados más a la captura de ruido que no a la propia señal de navegación. Esto es debido a las características de la modulación CDMA, que como hemos visto en el capítulo 2 requieren de un procesamiento adecuado para elevar la señal a niveles suficientes para realizar la adquisición y post-procesarla .

3.2. Arquitectura del receptor

En este apartado se describen las principales características de un receptor, así como las posibles configuraciones, o arquitecturas, entre las que podremos escoger para el diseño e implementación del receptor GNSS.

3.2.1. Consideraciones en el diseño

En un receptor para la recepción de señales GNSS las principales características que se deben tener en cuenta a la hora de diseñar el sistema son la ganancia, la selectividad, el mezclado y en nuestro caso, es de especial importancia, la dualidad frecuencial. Esta última característica veremos fijará la arquitectura de nuestro receptor.

La ganancia es un importante factor a tener en cuenta en nuestro receptor, ya que principalmente estamos amplificando ruido, por lo que nuestro receptor deberá tener una alta ganancia 90 – 110 dB para adecuar la señal recibida por la antena a los dispositivos de captura. Es importante mencionar que, en general, es bueno dividir la ganancia entre las diferentes etapas del receptor con la finalidad de evitar inestabilidades, así como reducir el coste de filtros y amplificadores en la etapa de RF. Como regla general no se debe amplificar en una sola etapa un valor mayor a 50 – 60 dB.

La selectividad, o la habilidad para capturar tan solo la porción del espectro requerida, se puede obtener mediante el uso de filtros muy selectivos en la etapa de RF, sin embargo la complejidad de realizar estos filtros en alta frecuencia hace que de nuevo se reparta la labor del filtrado en varias etapas. De esta forma en RF obtenemos un primer filtrado “burdo” con la función de evitar la saturación de los amplificadores como consecuencia del gran ancho de banda de ruido amplificado, así como la reducción de interferencias fuera de banda. Por ello será necesario un filtrado “fino” de la señal en etapas posteriores con el doble objetivo de aumentar la selectividad y eliminar posibles señales espurias producidas en la etapa de mezclado.

La etapa de mezclado se encarga de trasladar en frecuencia la señal de RF a frecuencias intermedias, más sencillas de procesar. Como veremos, esta etapa es crítica en nuestro receptor como consecuencia de la dualidad frecuencial.

3.2.1.1. Dualidad en frecuencia

Como se ha introducido, el receptor propuesto admite señales tanto de la banda E1/L1 como de la banda E5/L5 de los sistemas Galileo y GPS.

Las especificaciones espectrales de las bandas de Galileo/GPS a capturar quedan resumidas en la tabla 3.1.

Especificación espectral del receptor					
Banda	E5a	E5b	L5	E1	L1
f_0 [MHz]	1176.45	1207.14	1176.45	1575.42	1575.42
f_T [MHz]	1191.795			1575.42	
Bw [MHz]	20.46	20.46	20.46	32	24.552
Bw_T [MHz]	51.15			32	
G_C [dB]	53	46	43	>36	43

Tabla 3.1: Especificaciones espectrales para el receptor dual Galileo/GPS.

Otra característica a tener en cuenta es el retardo sufrido por las bandas en las distintas ramas del receptor. Este deberá ser igual para ambos casos, o bien se deberá poder calibrar el error, para permitir sacar el mayor provecho a la dualidad frecuencial.

3.2.2. Receptor de conversión directa

El receptor de conversión directa, mostrado en la Fig. 3.1, utiliza un mezclador y un oscilador local, centrado a la misma frecuencia de RF, para realizar la traslación frecuencial directamente a banda base. Por este motivo, el receptor de conversión directa también es conocido como receptor homodino.

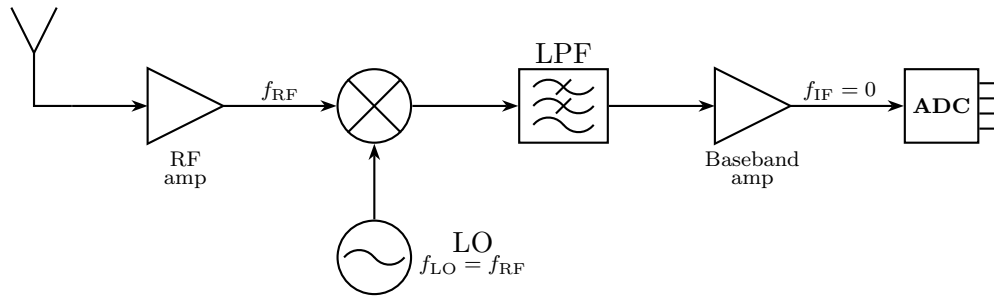


Figura 3.1: Diagrama de bloques de un receptor de conversión directa.

Los receptores homodinos son más sencillos, y de menor coste que los receptores superheterodinos, algunas de las principales características son: la división de la amplificación y el filtrado en las etapas de RF e IF, y la ausencia de banda imagen al tener una diferencia frecuencial nula entre la señal de RF y el oscilador local. La principal desventaja de esta arquitectura es la necesidad de replicar dos cadenas receptoras completas con el fin de realizar el traslado frecuencial de la dos bandas.

3.2.3. Receptor superheterodino

Este tipo de receptor es el más utilizado actualmente, se muestra su esquema en la Fig. 3.2, donde se observa que su diagrama es muy parecido a la arquitectura de conversión directa pero en lugar de trasladar la señal de RF directamente a banda base, traslada la señal a una frecuencia intermedia entre RF y banda base. Esto permite añadir etapas adicionales de filtrado y amplificación con mejores características que en el caso de banda base.

Es común, y en algunos casos necesario, la utilización de un receptor superheterodino con dos etapas de conversión, de manera que se puede repartir el proceso de amplificado y filtrado por una segunda etapa de frecuencia intermedia con la finalidad de evitar inestabilidades en el receptor.

Este tipo de arquitectura tiene como principal ventaja la repartición del filtrado y la amplificación en diferentes etapas, pero como contrapartida la utilización de frecuencias intermedias conlleva la aparición de las bandas imagen, y en consecuencia, la necesidad de filtrar estas bandas con especial cuidado para que no se solapen con la banda deseada.

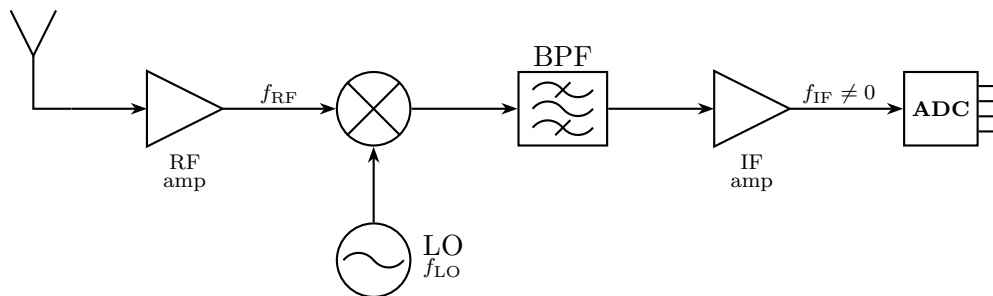


Figura 3.2: Diagrama de bloques de un receptor superheterodino.

Otra desventaja adicional es que la utilización de múltiples etapas de conversión añade un coste extra al receptor. Por último, la desventaja más importante es de nuevo la necesidad de realizar la implementación de dos cadenas receptoras para satisfacer la dualidad frecuencial característica de nuestra aplicación.

3.2.3.1. Receptor con rechazo a frecuencia imagen

Un caso particular de esta arquitectura es el receptor de rechazo a frecuencia imagen que pretende solucionar el problema de la aparición de dicha banda. Este receptor se muestra en la Fig. 3.3, donde se aprecia la doble conversión a frecuencia intermedia que tiene como objetivo la eliminación de la banda imagen mediante técnicas de cancelación de fase.

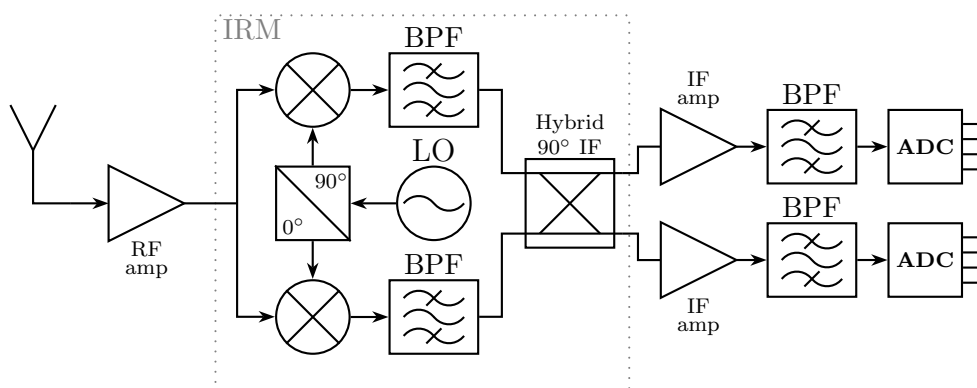


Figura 3.3: Diagrama de bloques de un receptor con rechazo a frecuencia imagen.

Adicionalmente podemos ver esta arquitectura como un receptor para señales doble-banda lateral, donde mediante la cancelación de fases se obtienen a la salida las dos señales separadas.

La principal desventaja de este receptor es que la cancelación de fases no es perfecta, y depende fuertemente de los desbalances fruto de la fabricación, e implemenación de los dispositivos que lo componen.

3.2.4. Receptor de muestreo directo (*RF-sampling*)

En los últimos años, se ha producido un fuerte desarrollo en las características de los conversores analógico digitales (ADC). Concretamente el incremento del rango de frecuencias de entrada, ha provocado que hayan comenzado a tomar un especial interés los receptores conocidos como de muestreo directo, *RF-sampling* o *software-radio*.

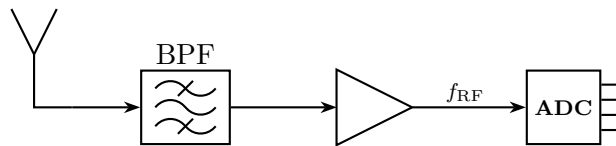


Figura 3.4: Diagrama de bloques de un receptor de muestreo directo.

Estos receptores, cuyo esquema se muestra en la Fig. 3.4, basan su funcionamiento en la digitalización directa de la señal en RF. Como se observa, esta arquitectura está compuesta tan solo por un filtro, con un alto grado de selectividad, y por un amplificador de alta ganancia que aumente la potencia de señal a niveles detectables por el ADC. La principal característica de estos receptores es la flexibilidad de sus receptores, mucho mayor si además se tiene en cuenta la digitalización de bandas adyacentes mediante el muestreo con aliasing intencionado. Como principales desventajas, esta arquitectura requiere de unos elementos muy sofisticados: los filtros deben ser muy selectivos y con un alto rechazo fuera de banda, la alta ganancia del amplificador en una sola etapa hace que sea muy fácil que se produzcan inestabilidades, y por último, la necesidad de un conversor analógico digital con un gran rango de trabajo, o *full-power bandwidth*.

A continuación se discute la teoría detrás de esta arquitectura.

3.2.4.1. Muestreo paso-banda

En general es conocido que la frecuencia de muestreo mínima requerida para una aplicación, para que esta no incurra en *aliasing*, es según el teorema de Nyquist el doble del ancho de banda de la señal. En la práctica, y para frecuencias bajas de trabajo, la mayoría de dispositivos realizan el muestreo por encima del doble de la frecuencia máxima de operación. Sin embargo la nueva tendencia de muchos receptores de radio frecuencia a acercar el ADC a la antena, con el fin de realizar toda la etapa de traslado frecuencial en *software*, hace que muestrear al doble de la frecuencia máxima sea un malgasto de recursos.

Por ejemplo para el caso que nos ocupa muestrear al doble de la frecuencia máxima supone muestrear por encima de las tres mil millones de muestras por segundo (3 Gsps), en cambio, según Nyquist en el caso más restrictivo tan solo sería necesario muestrear a una tasa de 100 Msps, teniendo en cuenta no obstante que el conversor sí debe ser capaz de aceptar frecuencias de señal de entrada tan altas como la aplicación lo requiera (*Full Power Bandwidth*).

Teniendo esto en cuenta, se desarrolla la teoría del muestreo paso-banda o *Bandpass sampling*, donde se utiliza el doblado frecuencial (*frequency folding*) para replicar la señal a lo largo del espectro de forma controlada, obteniendo de esta manera una réplica cada ancho de banda de la señal. De esta forma si no incurrimos en *aliasing* obtendremos según se desee en banda base, o a una frecuencia intermedia, la réplica de la señal. En la Fig.3.5 se presenta gráficamente este fenómeno.

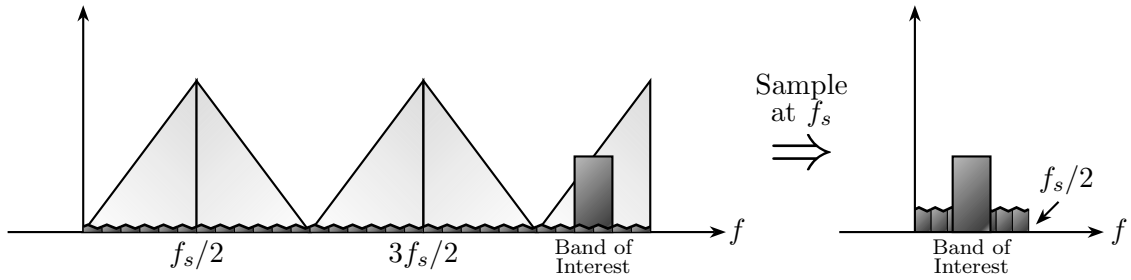


Figura 3.5: Representación frecuencial del muestreo paso-banda.

Para asegurar que no se produzca *aliasing* en la banda de información deseada, se deben cumplir al mismo tiempo las desigualdades en (3.1).

$$\begin{aligned} 0 < F_{IF} - \frac{BW}{2} \\ F_{IF} + \frac{BW}{2} < \frac{F_S}{2} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Pudiéndose desarrollar la ecuación en (3.2) que permite el cálculo de la frecuencia intermedia f_{IF} donde se trasladará la señal, centrada en f_c , mediante la frecuencia de muestreo f_s utilizada.

$$\text{Si } \text{fix}\left(\frac{f_c}{\frac{F_s}{2}}\right) \text{ es } \begin{cases} \text{par} & \Rightarrow f_{IF} = \text{rem}(f_c, f_s) \\ \text{impar} & \Rightarrow f_{IF} = f_s - \text{rem}(f_c, f_s) \end{cases} \quad (3.2)$$

donde $\text{fix}(a)$ es el valor truncado de a y $\text{rem}(b, c)$ es el resto de la división de c y d .

En la Fig. 3.5 observamos los triángulos de *aliasing* que delimitan el ancho de banda sin que se produzca solapamiento de la señal deseada. No obstante, esta técnica tiene un problema importante, si bien la señal deseada no incurre en *aliasing*, el ruido sí [1].

Podemos ver el ruido como una señal aleatoria de ancho de banda el *Full Power Bandwidth* de nuestro conversor, esto significa que cuando realizamos el muestreo solaparemos el ruido, y en consecuencia añadiendo ruido con cada “doblez” o triángulo de *aliasing*, tal y como se aprecia en la degradación de la relación señal a ruido en la salida según 3.3, siendo la relación de entrada ($SNR_i = S/N_A$).

$$SNR_o = \frac{S}{N_A + (n - 1) \cdot N_0} \quad (3.3)$$

donde S es la potencia de la señal deseada, N_A la potencia de ruido en banda, N_0 la potencia de ruido fuera de banda y n el número de replicas realizadas.

3.2.4.2. Muestreo paso-banda para múltiples bandas

La potencia de este método permite realizar, de forma semejante, la traslación frecuencial de múltiples bandas de forma simultánea [2].

En la Fig. 3.6 observamos el escenario de este problema, y el resultado obtenido mediante el muestreo paso-banda para múltiples bandas. Cabe mencionar que en el caso representado, el espectro de *Band 1* quedaría girado al hallarse el *alias* en la parte negativa del espectro.

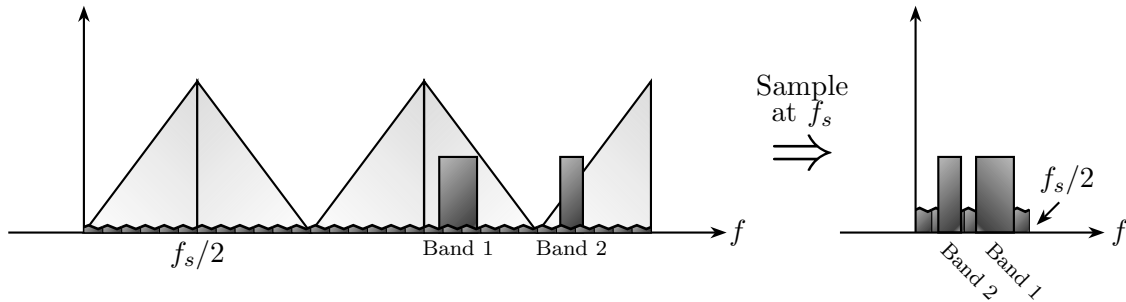


Figura 3.6: Representación frecuencial del muestreo paso-banda para múltiples bandas de trabajo.

Para realizar esta tarea es necesaria la utilización de determinadas frecuencias de muestreo que permitan realizar el solapamiento de ambas bandas sin que incurran en *aliasing*, ya sea por solapamiento propio o mutuo. Esto se puede expresar mediante la formulación en (3.4).

$$|F_{IF_1} - F_{IF_2}| \leq \frac{BW_1 + BW_2}{2} \quad (3.4)$$

Si queremos cumplir (3.4) junto con (3.1), mediante la ecuación en (3.2) es fácil obtener un mapa que nos facilita la función de encontrar una frecuencia de muestreo que no incurra en el solapamientos de las bandas. En la Fig. 3.7 se presenta este mapeado

para las bandas de trabajo E5 y E1 con anchos de banda de 51.15 y 32 MHz respectivamente. En el mapeado podemos apreciar las distintas zonas libres de alias como las zonas donde no se produce solapamiento entre las gráficas.

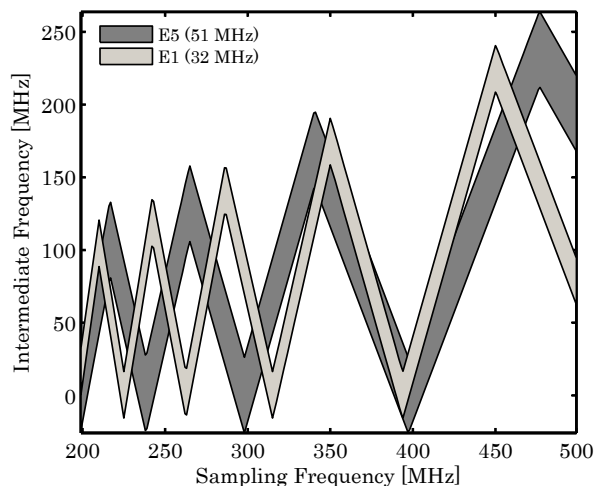


Figura 3.7: Mapeado de los solapamientos para la búsqueda de la frecuencia de muestreo óptima.

3.2.5. Elección de la arquitectura

Para escoger la arquitectura adecuada se debe tener en cuenta principalmente las características de dualidad del receptor, y los desbalances introducidos en las señales.

Para poder capturar las dos bandas de diseño mediante un receptor con arquitectura de conversión directa, o superheterodina, deberíamos realizar dos cadenas receptoras. La implementación de dos cadenas aisladas implica dos posibles fuentes de error.

En primer lugar, el diseño y la implementación se vuelven más complejos debido a que se debe mantener para ambas señales un mismo retardo, teniendo que compensar los recorridos eléctricos entre las señales y los diferentes dispositivos.

En segundo lugar, la degradación sufrida por los dispositivos que componen cada rama a lo largo del tiempo será diferente, dificultando la calibración del receptor para calcular los retardos. Estos dos factores conducen a una fácil de-sincronización de las señales, y en consecuencia, una pérdida de prestaciones en el cálculo de la posición, motivo por el que se desestiman estas dos arquitecturas.

La arquitectura de muestreo directo, o *RF-sampling*, permite obtener las dos señales a frecuencia intermedia con la utilización de una única rama dual de radio frecuencia. Aunque las prestaciones de este receptor son excelentes en cuanto al retardo entre las señales, se debe tener en consideración las exigencias requeridas por los diferentes elementos que componen esta arquitectura, y el precio que ello conlleva. El filtro utilizado deberá ser, además de dual, muy selectivo, la totalidad de la amplificación se

debe realizar en una sola etapa, por lo que el diseño de los amplificadores se vuelve crítico, con el fin de evitar inestabilidades. Por último, el conversor A/D debe tener un rango de entrada elevado, capaz de capturar las señales directamente en RF, así como permitir la utilización de frecuencias de muestreo elevadas, con el fin de obtener la traslación frecuencial de ambas bandas simultáneamente. Finalmente otra desventaja de esta arquitectura es la degradación de la relación señal a ruido sufrida por las múltiples replicas generadas en el proceso de muestreo.

Si en lugar de ver las bandas como dos señales diferentes, tratamos estas bandas como las componentes de una señal doble-banda lateral centradas a la frecuencia central entre 1191.795 y 1575.42 MHz, podemos utilizar un esquema basado en una arquitectura superheterodina con rechazo a frecuencia imagen, donde se pueden extraer las dos bandas de forma separada mediante cancelación de fases.

Esta arquitectura aporta solución al uso de dos cadenas receptoras diferentes, y además permite reducir la problemática de la frecuencia imagen presente en los receptores superheterodinicos mediante el propio rechazo entre bandas. Además, al contrario que en el caso de la arquitectura *RF-sampling*, contamos con la separación del filtrado y la amplificación en diferentes etapas.

Con esta arquitectura, tenemos un mismo recorrido eléctrico en la rama de radiofrecuencia para ambas señales. En la etapa de frecuencia intermedia, aunque contamos con dos ramas separadas, se debe tener en cuenta que estas son a menor frecuencia, es decir, pequeñas desviaciones afectarán menos al retardo. Además, las ramas son más fáciles de implementar, asegurando que las características de los dispositivos serán muy parecidas, teniendo en cuenta además que en este punto ambas ramas trabajaran a la misma frecuencia.

La principal fuente de desbalances en este receptor es el mezclador IRM, estudiado junto al rechazo entre bandas y caracterizado mediante el rechazo de la imagen (*IR*).

Para ajustar el diseño de nuestro receptor a la arquitectura superheterodina con rechazo a frecuencia imagen, modificamos el diagrama de bloques visto en la Fig. 3.3 añadiendo en la entrada una etapa extra de amplificación mediante un amplificador de bajo ruido, y un par de filtros duales que permiten seleccionar las bandas y evitar la saturación de los amplificadores. En el diagrama de bloques de la Fig. 3.8 se aprecian los cambios propuestos en el esquema.

3.2.6. Balance de potencias

Una vez vista la señal, e introducidos los conceptos básicos del receptor, procedemos a realizar el estudio teórico del balance de potencias. El primer factor a tener en cuenta para el balance de potencias del receptor es la relación señal a ruido que deseamos obtener.

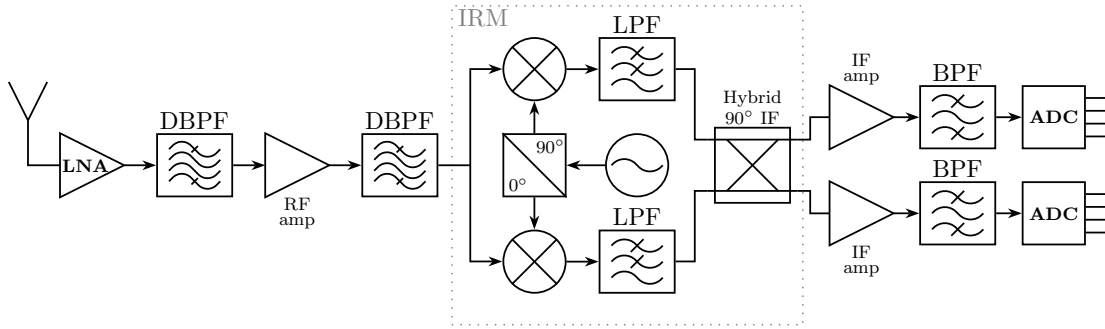


Figura 3.8: Diagrama de bloques del receptor propuesto con mezclador de rechazo a frecuencia imagen.

Comercialmente el valor de BER¹ mínimo utilizado en los procesadores banda base de GPS es de 10^{-5} , por lo que la mínima relación señal a ruido para GPS, es decir con una modulación BPSK, será de 9.6 dB. En la práctica utilizaremos una SNR mínima de 10 dB.

Una vez obtenida la mínima SNR, calculamos la potencia de ruido según la ecuación en (3.5).

$$N_0 = kTB \quad (3.5)$$

donde k es la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$), T la temperatura ambiente con valor 290° y B el ancho frecuencial para la banda más restrictiva 51,15 MHz. Con estos valores obtenemos una potencia de ruido de -127 dBW ó -97 dBm. Para una potencia de señal garantizada por GPS de -158 dBW, obtenemos una relación señal a ruido negativa de -31.1 dB. Aplicando una ganancia de procesamiento de 43 dB, correspondiente con el sistema GPS, obtenemos una relación señal a ruido de aproximadamente 12 dB.

Con el umbral mínimo de SNR situado en 10 dB tenemos un margen de 2 dB de ruido que nuestro receptor puede añadir. Este valor es bajo por lo que se hace necesario disminuir el ancho de banda para poder realizar la captura de las señales GPS y Galileo sin la utilización de códigos enlazados (estos cuentan con una ganancia extra aproximada de 14 dB).

Según la ecuación de Friis (3.6) el elemento que más contribuye al factor de ruido de toda la cabecera es el primer elemento. El bajo factor de ruido requerido por el receptor hace necesario que el primer elemento del receptor sea de manera indispensable un amplificador de bajo ruido.

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \dots G_{n-1}} \quad (3.6)$$

Como el LNA va seguido de la antena, este amplificará en todo el ancho de banda disponible, por lo que será necesario a su salida un filtro RF que permita eliminar parte

¹Bit Error Rate

del ruido fuera de banda. A continuación, como la amplificación proporcionada por el LNA no es muy elevada, es necesario un bloque de alta amplificación en RF con un factor de ruido moderado, que de nuevo será seguido por un filtrado en RF para añadir más rechazo al ruido fuera de las bandas de interés.

Una vez obtenido un buen factor de amplificación 50-60 dB, se añade el mezclador con la finalidad de trasladar la señal en RF a frecuencia intermedia. Este proceso se llevará a cabo mediante un mezclador de rechazo a frecuencia imagen, o IRM, el cual nos permitirá trasladar las dos bandas de interés simultáneamente, con desfases y atenuaciones parecidas, hecho que facilitará el proceso de sincronización de las bandas capturadas.

Con las señales en IF aún es necesario amplificarlas con el propósito de atacar a un conversor AD. Se añade un bloque de amplificación en IF de otros 50-60 dB, en este caso el factor de ruido no es importante ya que se encuentra muy mitigado por la amplificación de las etapas anteriores.

Finalmente se aplica un filtrado más fino en IF que nos permite delimitar mejor la señal, así como eliminar posibles señales espurias procedentes de la etapa de mezclado.

Para realizar el estudio cuantitativo del balance de potencias, se definen unos valores aproximados para los parámetros de los diferentes elementos que constituyen el receptor y que se recogen en la tabla 3.2.

Parámetros para el balance de potencias teórico							
Parámetro	LNA	DBPF	RF _{AMP}	IRM	IF _{AMP}	BPF	Unidades
Ganancia	20	-3.5	40	-10	60	-3	dB
NF	1.5	3.5	4	12	5	3	dB
OIP ₁	13	-	12.5	12	30	-	dBm
OIP ₃	26.5	-	30	25	35	-	dBm

Tabla 3.2: Especificaciones de partida para los filtros duales de la etapa de radio frecuencia.

En la Fig. 3.9 se muestra el balance de potencias graficado según los parámetros de los dispositivos. Se puede apreciar que el punto más crítico en el balance de potencias es el punto de compresión del amplificador de IF que cuenta con un IP₁ a la entrada de -30 dBm resultando en un IP_{1T} para el receptor a la entrada de -73 dBm, la potencia de ruido con un ancho de banda de 50 MHz a la entrada es de -93 dBm, es decir obtenemos un margen dinámico lineal (DR_l) de 19 dBm.

El margen dinámico libre de espurios (DR_f) es de 15.13 dBm, para un punto de intercepción de tercer orden a la salida del receptor (OIP_{3T}) de -32 dBm y una potencia de ruido también a la salida de 9.3 dBm.

El factor de ruido obtenido en este caso es de 1.63 dB, mediante este factor obtenemos a la salida, y después de aplicar la ganancia de procesado, una relación señal a ruido de 10.46 dB para el peor caso, es decir el caso con un mayor ancho de banda (51.15 MHz) y una potencia de señal de -158 dBW.

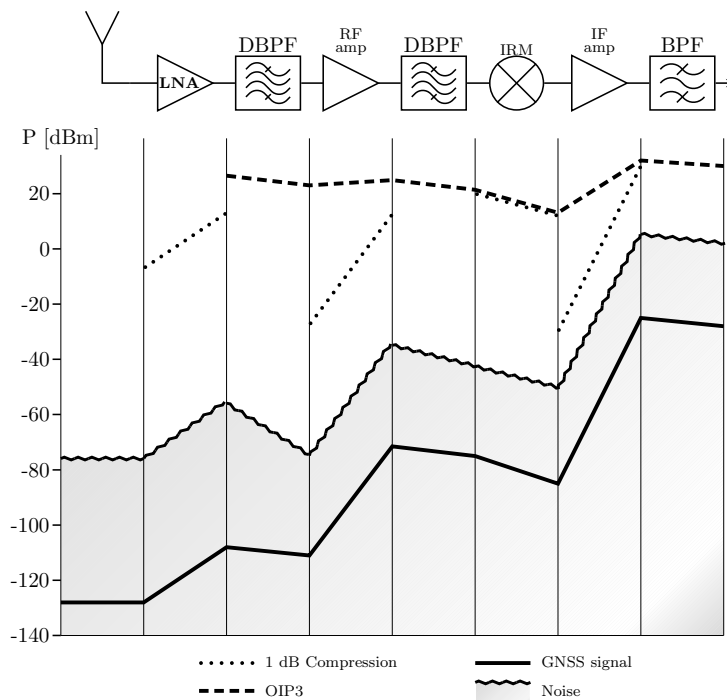


Figura 3.9: Balance de potencias graficado para los valores teóricos de la tabla 3.2.

3.3. Conclusiones

En este capítulo se han presentado diferentes arquitecturas para una posible implementación del receptor. Teniendo en consideración los requisitos específicos de la aplicación se escoge la arquitectura superheterodina basada en un mezclador con rechazo a frecuencia imagen.

Esta arquitectura permite recuperar las dos bandas de interés a partir de una misma etapa de radiofrecuencia. Además, divide en dos etapas las funciones de filtrado y amplificación al trasladar a frecuencia intermedia las dos señales simultáneamente, hecho que permite obtener un retardo muy similar para las dos bandas.

También se presenta un primer estudio del balance de potencias del receptor, que nos permite dimensionar los diferentes bloques a un nivel de sistema, mediante la utilización de valores teóricos para los diferentes dispositivos que integran el receptor.

3.4. Bibliografía

- [1] R. Vaughan, N. Scott, and D. White, “The theory of bandpass sampling,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 9, pp. 1973–1984, 1991.
- [2] N. Wong and T. Ng, “An efficient algorithm for downconverting multiple bandpass signals using bandpass sampling,” vol. 3, 2001.

Capítulo 4

Diseño del filtro dual

4.1. Introducción

En un receptor de radio frecuencia uno de los principales requisitos a tener en consideración es la selectividad, es decir, la capacidad del receptor para operar solo en la banda de trabajo y rechazar otras señales de canales adyacentes. Este trabajo, al igual que la amplificación, no se destina a una única etapa, sino que es llevada a cabo por varios filtros a lo largo de la cabecera receptora. Se pueden desglosar varias etapas de filtrado según las principales características que se requieran. La primera etapa de filtrado se encarga de preseleccionar la banda frecuencial en la que trabaja el receptor, y su labor principal es eliminar interferencias fuera de banda, así como limitar el ruido integrado en banda, dejando para etapas posteriores la selección estricta de la señal [1].

Así pues, en este capítulo se desarrolla el diseño del filtro de radio frecuencia. Teniendo en cuenta la naturaleza de nuestro receptor, será necesaria una etapa de filtrado dual, es decir, que sea capaz de filtrar las dos bandas de Galileo y GPS denominadas E1/L1 y E5/L5.

Por ello se persigue el diseño de una estructura, o filtro, que tenga intrínsecamente capacidad de filtrado dual, y que cumpliendo especificaciones sea lo más reducido de cara a la integración del receptor.

Para implementar este filtro existen diferentes alternativas, entre ellas la implementación de un filtro dual mediante la unión con duplexores de filtros mono-banda. Esta alternativa tiene como desventaja el gran tamaño de su estructura.

Con el fin de reducir el tamaño del filtro es interesante la utilización de resonadores duales planteado en [2], donde se presenta la implementación de un filtro dual mediante resonadores de anillos acoplados, o SRR, que responden a las características deseadas para el filtro que queremos implementar.

Los resonadores de anillos divididos (SRR), son ampliamente conocidos gracias al interés que han despertado desde su introducción, por J. Pendry *et al.* a finales de los años 90, debido a ser las partículas constituyentes de materiales artificiales con propiedades exóticas denominados metamateriales [3].

Recientemente, también se ha propuesto el uso de resonadores SRR para la generación de filtros paso banda en tecnología *microstrip* [4], donde se hace uso del efecto sub-longitud de onda, es decir, se logra un reducido tamaño gracias a que la resonancia principal de estas partículas se produce muy por debajo de la resonancia natural de un resonador en anillo abierto habitual. Este efecto se debe a la fuerte interacción electro-magnética entre los anillos que forman la partícula. Este sobreacoplamiento divide la resonancia fundamental en dos, una situada por encima y otra por debajo de la resonancia fundamental, logrando así la capacidad dual que buscamos para la realización del filtro.

Este capítulo se divide en cuatro secciones, la primera de ellas introduce las especificaciones necesarias para el diseño del filtro. En la segunda parte se trata el desarrollo teórico que nos permite comprender y elaborar un método de diseño. En la tercera parte se realiza el estudio de la partícula y la topología escogidas para implementar el dispositivo. Cerrando el capítulo con los resultados obtenidos.

4.2. Especificaciones

En la tabla 4.1 encontramos las especificaciones que debe cumplir el filtro, obtenido a partir de los planes frecuenciales de Galileo y GPS.

Especificaciones del filtro dual				
Sistema	Galileo	GPS	Galileo	GPS
Nombre	E5/L5		E1/L1	
Bandas	E5a + E5b	L5	E2 + L1 + E1	L1
Rango	1164 - 1214 MHz	1164 - 1191.795 MHz	1559 - 1591 MHz	1563 - 1587
Bw	51.15 MHz		32 MHz	

Tabla 4.1: Especificaciones de partida para los filtros duales de la etapa de radio frecuencia.

4.3. Método de síntesis basado en acoplos

Los circuitos mediante resonadores acoplados son de gran interés para la realización de filtros en las bandas de radio frecuencia o microondas. Esto es debido a que esta metodología de diseño se puede aplicar a un gran número de estructuras físicas con la

condición de que estas resuenen. Por ejemplo algunas de estas estructuras son: guías de onda, resonadores dieléctricos, resonadores cerámicos, o el caso en que nos ocupa, partículas resonantes duales.

4.3.1. Desarrollo teórico del método

Empezaremos el estudio de los filtros mediante la elección de una representación matemática, o función de transferencia, que defina la transferencia (S_{21}) de la red de dos puertos que formará nuestro filtro. Comúnmente se escribe esta función genérica de transferencia modulo cuadrado para un filtro sin pérdidas según:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \cdot F_n^2(\Omega)} \quad (4.1)$$

Donde ε es la constante de rizado, $F_n(\Omega)$ es la función característica que usaremos y Ω es la variable frecuencial del prototipo paso bajo.

Existen diferentes funciones de transferencia que resultan en diferentes respuestas para 4.1, las más conocidas son la respuesta maximalmente plana, o Butterworth, la respuesta de rizado-constante, o Chebyshev, y las respuestas elípticas entre otras.

La elección de qué respuesta utilizar radica en las características de estas, junto a las especificaciones del filtro que debamos diseñar. Por ejemplo, si buscamos una banda de paso con una respuesta plana, utilizaremos una respuesta Butterworth, si por el contrario queremos premiar la selectividad por encima de la planitud, utilizaremos una respuesta Chebyshev, la cual introducirá a cambio un rizado de una determinada magnitud en la banda de paso.

Para la elección de la respuesta de nuestro filtro, se ha tenido en consideración tanto la selectividad como la complejidad del filtro. Por ello se ha utilizado una respuesta Chebyshev. Esta respuesta cuenta con una mayor selectividad que la respuesta Butterworth y con una menor complejidad circuital que la respuesta elíptica.

A partir de 4.1 la ecuación de transferencia modulo cuadrado que describe la respuesta Chebyshev es la siguiente:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \cdot T_n^2(\Omega)} \quad (4.2)$$

Donde $T_n(\Omega)$ es el polinomio de Chebyshev de orden n definido como:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (4.3)$$

y ε es la constante de rizado y está relacionada con el rizado de la banda (L_{Ar}) según:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (4.4)$$

De esta forma, podemos controlar el rizado de la banda, hecho que nos proporciona un control adicional sobre la caída, o selectividad, del filtro además del control del rizado de la banda de paso. Podemos ver en la Fig. 4.1, los efectos antes mencionados, es decir

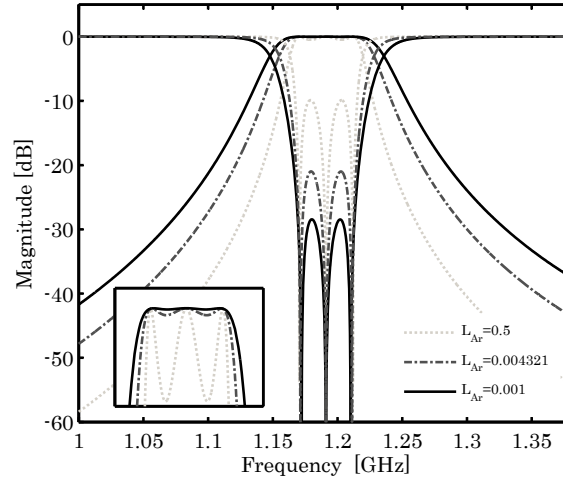


Figura 4.1: Respuesta del filtro Chebyshev para diferentes rizados y detalle de la banda de paso.

vemos que a medida que aumentamos el factor de rizado mejora la selectividad del filtro pero empeora la adaptación.

4.3.1.1. Prototipo del filtro paso banda

Una vez conocemos la respuesta a utilizar, usamos un prototipo paso banda que nos permita sintetizar la función de transferencia (4.2), para ello usamos un esquema basado en tanques LC unidos mediante inversores de admitancia tal y como se aprecia en la Fig. 4.2.

Para el cálculo de los elementos circuitales del esquema anterior, debemos realizar las transformaciones pertinentes a los elementos circuitales del prototipo paso bajo resultando:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 FBW \omega_0 C_{p1}}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad J_{i,j} = \sqrt{\frac{C_{pi} C_{p(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \dots n}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW \omega_0 C_{pn} Y_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (4.5)$$

$$L_{pi} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{pi}} \Big|_{i=1 \dots n}$$

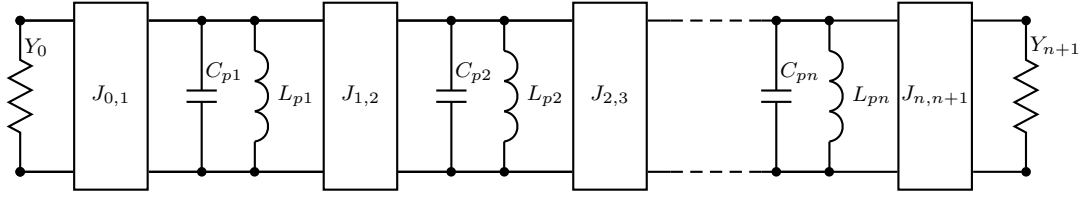


Figura 4.2: Esquema del prototipo paso banda del filtro.

Donde Ω_c es la frecuencia de corte de la variable frecuencial del prototipo paso bajo, con valor la unidad, y $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ es el ancho de banda fraccional del filtro.

Los elementos circuitales del prototipo paso bajo o immitancias (g_i) pueden escribirse a partir de la respuesta de Chebyshev según:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\
 g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \cdot \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\cdot\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\cdot\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\cdot\pi}{n}\right]} \\
 g_{n+1} &= \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

siendo β y γ variables intermedias de valor:

$$\begin{aligned}
 \beta &= \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17,37}\right)\right] \\
 \gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Sin embargo, es conveniente reformular el esquema de la Fig. 4.2 intercambiando los tanques LC por resonadores distribuidos, caracterizados por sus susceptancias ($B(\omega)$) que idealmente serán idénticas a las susceptancias de los tanques LC , aunque en realidad tan solo se aproximarán cerca de las resonancias. Teniendo en cuenta que la pendiente de susceptancia de un tanque LC es $\omega_0 C$, sustituimos la pendiente de susceptancia del resonador distribuido b en (4.5), obteniendo las ecuaciones en (4.8).

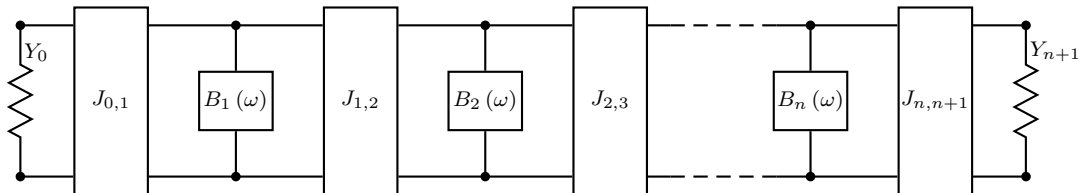


Figura 4.3: Esquema del prototipo paso banda con elementos distribuidos.

Los elementos del esquema de la Fig. 4.3, se pueden escribir esta vez según:

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{Y_0 FBW b_1}{\Omega_c g_0 g_1}}, \quad J_{i,j} = \sqrt{\frac{b_i b_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \Big|_{i=1 \dots n}, \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{FBW b_n Y_{n+1}}{\Omega_c g_n g_{n+1}}} \quad (4.8)$$

$$b_i = \frac{\omega_0}{2} \cdot \frac{dB_i(\omega)}{d\omega} \Big|_{i=1 \dots n}$$

No obstante, la utilización de resonadores con geometrías complejas con fines varios, como miniaturizar, dificultan el cálculo de las pendientes de susceptancia, por lo que la descripción de nuestros resonadores, y la posterior resolución del filtro mediante este método, se vuelven extremadamente complejas. Para solucionar este inconveniente, se estudia un método diferente que permite separar la síntesis del filtro de los resonadores. A pesar de esta separación, el estudio del resonador seguirá siendo necesario, pero de manera independiente a la síntesis del filtro.

Para este fin, utilizaremos el método de síntesis basado en acoplos, que se caracteriza por dos parámetros de diseño, los coeficientes de acoplo entre resonadores denominados M_{ij} y los factores de calidad externos de entrada ($Q_{e_{in}}$) y de salida ($Q_{e_{out}}$).

Pudiendo escribir estos parámetros a partir de los elementos en (4.8) según:

$$Q_{e_{in}} = \frac{b_1}{J_{0,1}^2/Y_0} = \frac{g_0 g_1}{FBW}$$

$$Q_{e_{out}} = \frac{b_n}{J_{n,n+1}^2/Y_0} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (4.9)$$

$$M_{ij} = \frac{J_{i,j}}{\sqrt{b_i b_j}} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}$$

Para entender el significado de estos parámetros desarrollamos un estudio alternativo al prototipo paso banda visto, que nos permitirá obtener estos parámetros de diseño a partir del circuito de la Fig. 4.4. En esta figura se pueden apreciar n resonadores, donde cabe destacar que tan solo el primero y el último cuentan en su estructura ideal con resistencias (R_1, R_n) que darán lugar a los mencionados factores de calidad externos. El acoplo electromagnético entre resonadores dará lugar a los coeficientes de acoplamiento.

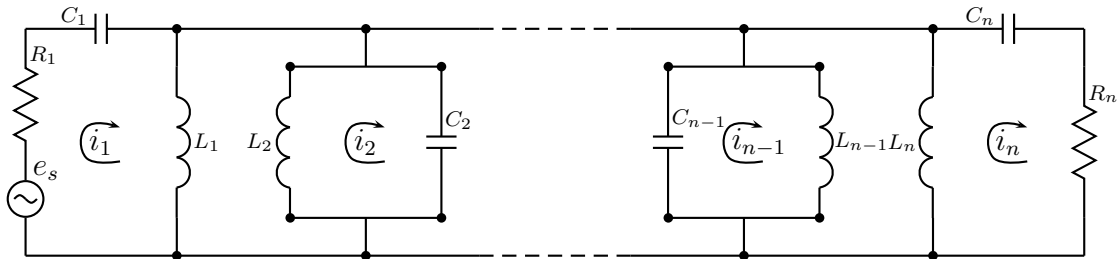


Figura 4.4: Circuito equivalente con n resonadores acoplados.

Si analizamos el circuito de la Fig. 4.4 se pueden extraer las ecuaciones de lazo que lo componen [5]. Podemos ver estas ecuaciones en (4.10).

$$\begin{aligned}
 \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) \cdot i_1 - j\omega L_{12} \cdot i_2 \cdots - j\omega L_{1n} i_n &= e_s \\
 -j\omega L_{21} i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}\right) \cdot i_2 \cdots - j\omega L_{2n} i_n &= 0 \\
 &\vdots \\
 -j\omega L_{n1} i_1 - j\omega L_{n2} i_2 \cdots + \left(R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}\right) \cdot i_n &= 0
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Donde $L_{ij} = L_{ji}$ representan las inductancias mutuas entre los resonadores i y j . Adicionalmente, podemos expresar dichas ecuaciones matricialmente como una matriz de impedancias (4.11).

$$\begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \cdots & -j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & -j\omega L_2 + \frac{1}{-j\omega C_2} & \cdots & -j\omega L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \cdots & R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

Fijando de antemano que los resonadores de nuestro filtro serán iguales y tendrán las mismas frecuencias de resonancia, por lo que los acoplos entre resonadores se denominarán sincrónicos. Este hecho permite simplificar la matriz mediante $L = L_1 = L_2 = \cdots = L_n$ y $C = C_1 = C_2 = \cdots = C_n$ con lo que obtenemos:

$$[Z] = \omega_0 \cdot L \cdot FBW \cdot [\overline{Z}] \tag{4.12}$$

donde $[\overline{Z}]$ es la matriz de impedancia normalizada, que en el caso de filtros sincrónicos viene determinada por:

$$[\overline{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega L_{12}}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} & \cdots & -j \frac{\omega L_{1n}}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} \\ -j \frac{\omega L_{21}}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} & p & \cdots & -j \frac{\omega L_{2n}}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{\omega L_{n1}}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} & -j \frac{\omega L_{n2}}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} & \cdots & \frac{R_n}{\omega_0 \cdot L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

Siendo p la variable de frecuencia compleja paso bajo definida como:

$$p = j \frac{1}{FBW} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \tag{4.14}$$

Adicionalmente conocemos que los factores de calidad externo Q_{e_1} y Q_{e_n} son:

$$Q_{e_i} = \frac{\omega_0 \cdot L}{R_i} \quad \forall i = 1, n \quad (4.15)$$

Y definimos los coeficientes de acoplamiento como la relación entre las inductancias mutuas y la inductancia de cada resonador según:

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad (4.16)$$

Por último, para simplificar más la matriz, utilizamos la aproximación de banda estrecha $\omega/\omega_0 \approx 1$. Esta aproximación podemos utilizarla en nuestro caso ya que tenemos unos anchos de banda muy estrechos, tal y como hemos visto en la sección de especificaciones resultando finalmente:

$$[Z] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e_1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{11} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{e_n}} + p \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Donde q_{e_1} y q_{e_n} son los factores de calidad externo escalados por el ancho de banda fraccional del filtro según:

$$q_{e_i} = Q_{e_i} \cdot FBW \quad \forall i = 1, n \quad (4.18)$$

Y m_{ij} definen los denominados coeficientes de acoplamiento obtenidos mediante:

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (4.19)$$

Físicamente, el acoplo de dos resonadores hará que las resonancias de estos se separen frecuencialmente produciendo lo que denominamos *split*. Los coeficientes de acoplamiento son una medida de esta separación, y se pueden definir como la relación entre las dos frecuencias de resonancia. Para el caso general en el que las frecuencias de resonancia de los dos resonadores sean diferentes, es decir, tengamos un acoplo asíncrono, el factor de acoplamiento se define como [5]:

$$k_a = M_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} - \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2} \quad (4.20)$$

Siendo f_{01}, f_{02} las frecuencias de los resonadores por separado y f_1, f_2 las frecuencias de resonancia del *split*. Podemos particularizar el coeficiente de acoplo en (4.20) para el caso de tener un acoplo síncrono donde $f_{01} = f_{02}$, obteniendo el coeficiente de acoplo síncrono según:

$$k_s = M_{ij} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (4.21)$$

Por lo que mediante este método, obtenemos un método de diseño que nos permite implementar de una forma más directa filtros con resonadores acoplados, caracterizándolo como hemos visto mediante la matriz de acoplos en (4.17) y los factores de calidad del primer y último resonador vistos en (4.18).

4.3.2. Simulación circuital basado en el control de acoplos

Una vez hemos obtenido los parámetros de diseño necesarios que definirán nuestro filtro, procedemos a implementar un esquema circuital que nos permita estudiar la respuesta teórica deseada para cada uno de los filtros paso banda que formarán la respuesta dual. Para ello, modificaremos la estructura formada por tanques LC resonantes unidos mediante inversores de admitancia, vistos en la Fig. 4.2, de forma que nos permita modelar el efecto de los acoplamientos y el factor de calidad externo vistos en el apartado anterior [5].

Para implementar circuitalmente el diagrama de la Fig. 4.2, substituiremos los inversores de admitancia $J_{i,j}$ por líneas de transmisión de longitud eléctrica $\lambda/4$, es decir, inversores de impedancia, los cuales controlaremos mediante los factores de calidad externos y los coeficientes de acoplamiento mediante las formulas en (4.22).

$$\begin{aligned} Z_{01} &= Z_0 \\ Z_{ij} &= \frac{Z_0}{Q_e \cdot M_{ij}} \\ Z_{(n-1)n} &= Z_0 \end{aligned} \quad (4.22)$$

Adicionalmente, los parámetros de los resonadores serán:

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{Q_e}{\omega_0 Z} \\ L_0 &= \frac{Z}{\omega_0 Q_e} \end{aligned} \quad (4.23)$$

Una vez tenemos controlados todos los parámetros necesarios para la síntesis de un filtro mediante resonadores acoplados, procedemos a realizar un ejemplo mediante la implementación circuital del filtro de una de las bandas de interés de este proyecto. Concretamente la banda alta, denominada E1/L1 (Galileo/GPS). Las especificaciones para este filtro, así como los diferentes parámetros hallados mediante las ecuaciones en 4.9 las encontramos resumida en la tabla 4.2.

Usando 4.22 y 4.23 hallamos los valores necesarios de impedancia de las líneas $\lambda/4$ y los valores de reactancia de los tanques LC que podemos ver en la tabla 4.3.

A continuación, aplicando los parámetros anteriores, generamos un esquemático de ADS (Fig. 4.5), donde se particulariza el esquema de la Fig. 4.2 para una respuesta Chebyshev de tercer orden.

Especificaciones E1/L1 (Galileo/GPS)	Elementos prot. paso bajo g_n	Coefficientes de acoplamiento M_{ij}	Factor de calidad externo Q_e
$f_0 = 1575,42$ MHz $FBW = 2,03$ % Orden $n = 3$ $L_{Ar} = 0,04321$ dB	$g_0 = 1$ $g_1 = 0,8516$ $g_2 = 1,1032$ $g_3 = 1,8516$ $g_4 = 1$	$M_{12} = 0,0209$ $M_{23} = 0,0209$	$Q_{e_{in}} = 41,95$ $Q_{e_{out}} = 41,95$

Tabla 4.2: Parámetros para el diseño del filtro para la banda E1/L1 de Galileo/GPS.

Impedancias de las líneas $\lambda/4$	Reactancia de los tanques L-C
$Z_{12} = 58,71 \Omega$	$C_0 = 84,76$ fF
$Z_{23} = 58,71 \Omega$	$L_0 = 120,4$ fH

Tabla 4.3: Parámetros para la implementación circuital del filtro E1/L1 (Galileo/GPS).

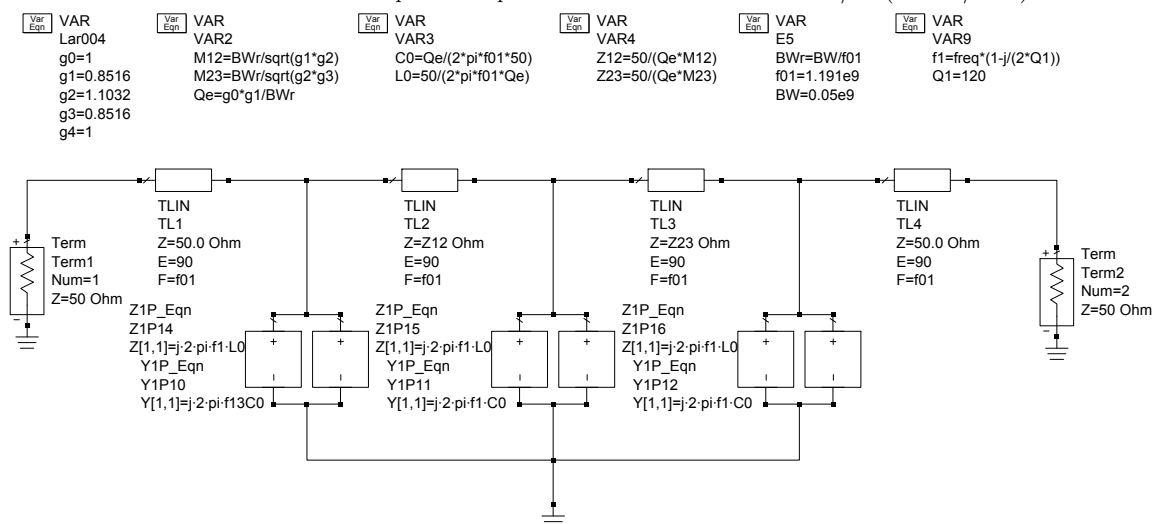


Figura 4.5: Diagrama circuital en ADS de Agilent para el estudio de la respuesta teórica de filtros con resonadores acoplados.

Finalmente, mediante simulación circuital obtenemos la respuesta que podemos ver en la Fig. 4.6 donde se muestra la transmisión (S_{21}) y la adaptación (S_{11}) del filtro paso banda diseñado. Aunque es una respuesta Chebyshev, el rizado es muy pequeño para poder apreciarlo en la imagen, no obstante sí que se pueden observar los polos de la respuesta en la adaptación.

4.4. Inclusión de las pérdidas en el modelo

Una primera estimación teórica de las pérdidas mínimas en la banda de paso de filtros paso banda, podemos obtenerla mediante la expresión en 4.24, que nos servirá para

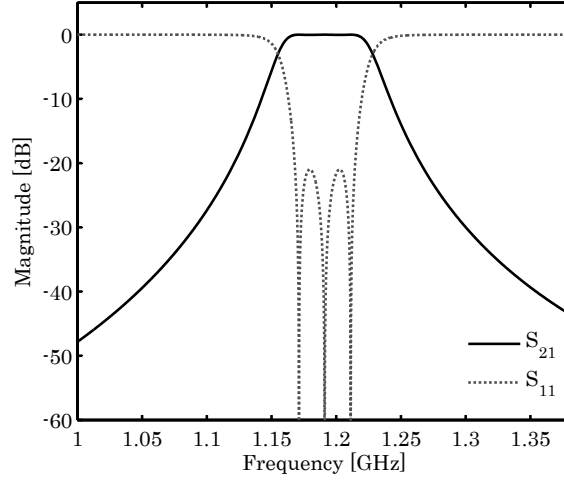


Figura 4.6: Respuesta teórica del filtro Chebyshev según especificaciones para la banda E1/L1.

poder verificar las simulaciones circuitales y electro-magnéticas que desarrollemos [5].

$$\Delta L_{A_0} = 4,343 \cdot \sum_{i=1}^n \frac{\Omega_c}{FBW \cdot Q} \cdot g_i \text{ dB} \quad (4.24)$$

Para esta expresión, utilizamos un parámetro de diseño muy parecido al usado en el método de los acoplos, el factor de calidad descargado Q , que en este caso se debe entender como una figura de mérito que nos permitirá estudiar las pérdidas sobre los resonadores libres, no cargados, que forman el filtro.

Este mismo factor de calidad nos permitirá incluir las pérdidas en el modelo circuital visto en la Fig. 4.5, mediante la substitución de la frecuencia del esquema circuital por una frecuencia compleja que tenga en consideración este factor según:

$$f_{losses} = f \cdot \left(1 - \frac{j}{2Q}\right) \quad (4.25)$$

Donde apreciamos que para factores de calidad altos, no tendremos apenas pérdidas, pero que para factores de calidad bajos se producirá atenuación en nuestro filtro.

Una primera definición del factor de calidad descargado, desde una visión experimental, es el ancho de banda relativo de la resonancia a 3 dB. Utilizaremos esta definición para calcular los factores de calidad a partir de las simulaciones circuitales y electro-magnéticas de nuestras partículas (4.26).

$$Q = \frac{\Delta f|_{-3 \text{ dB}}}{f_0} \quad (4.26)$$

Sin embargo para desarrollar una explicación más ajustada a la realidad, estudiaremos el factor de calidad como una medida de la energía almacenada en el resonador, y la energía que este radia [6]. Por lo que podremos definir el factor de calidad total Q_t del

resonador como una relación entre el factor de calidad intrínseco del resonador Q_0 y el factor de calidad radiado Q_r según:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_r} \quad (4.27)$$

Pudiendo desarrollar el factor de calidad intrínseco del resonador como:

$$Q_0 = \frac{\beta}{2\alpha} = \frac{\pi}{\lambda_g \alpha} \quad (4.28)$$

Y el factor de calidad radiado se puede aproximar para valores grandes de ϵ_r donde $(\epsilon_r - 1) / \epsilon_r \approx 1$ según [7]:

$$Q_r = \frac{3 \cdot \epsilon_{eff} \cdot Z_0 \lambda_0^2}{32 \cdot \eta_0 \cdot h^2} \quad (4.29)$$

Donde β es la constante de propagación, α las pérdidas asociadas al sustrato, λ_0 es la longitud de onda en el vacío, λ_g la longitud de onda en el medio guiado, h el grosor del sustrato y η_0 la impedancia característica en el vacío.

Para poder desarrollar estos cálculos deberemos estudiar primero las pérdidas en el medio de propagación que se utilizará.

4.4.1. Pérdidas en microstrip

El diseño en *microstrip* es la tecnología planar más usada para el guiado y la interconexión de estructuras debido a la facilidad de fabricación, ya sea por procesos fotolitográficos y atacado químico, o por fresado. Además esta tecnología permite un alto grado de integración con otros dispositivos pasivos o activos de microondas [8].

En la Fig. 4.7 (a) se muestra la geometría de una línea de transmisión microstrip, consistente en una capa dieléctrica situada entre dos conductores uno de los cuales será usado para grabar el motivo del circuito deseado.

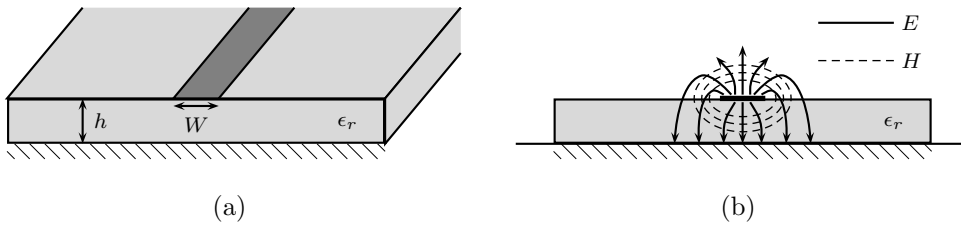


Figura 4.7: (a) Geometría de una línea microstrip y (b) distribución de campos en una línea microstrip.

El hecho de tener una interface aire-dieléctrico (Fig.4.7 (b)) hace que no contemos con un medio homogéneo para la propagación de los campos eléctrico y magnético, como ocurre en el caso de una línea *stripline*, por lo que no podemos decir que nos encontremos en un modo con propagación transversal electro-magnético puro (TEM). Lo que en

realidad se está propagando es un modo híbrido TE-TM que requiere de un análisis mucho más extenso y complicado. Sin embargo, podemos aproximar el comportamiento de los campos teniendo en cuenta que la mayor parte del campo está concentrado dentro del dieléctrico, debajo del conductor, y el sustrato es delgado en términos de longitud de onda ($h \ll \lambda$). Por lo que consideramos una propagación *quasi*-TEM, asumiendo una desviación en la permitividad del dieléctrico denominada constante dieléctrica, o permeabilidad, efectiva (ϵ_{eff}) que será mayor que la permitividad del aire y menor que la constante dieléctrica relativa del sustrato (ϵ_r).

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot h/W}} \quad (4.30)$$

Una vez introducida la tecnología *microstrip* nos centraremos en las pérdidas intrínsecas para poder estudiar el efecto que tendrán estas en los resonadores acoplados del filtro estudiado.

En una línea *microstrip* la mayoría de las pérdidas (α) son producidas por la atenuación introducida por el dieléctrico, y por las pérdidas en el conductor; siendo este último el que más contribuye en la mayoría de sustratos comerciales. De esta forma, podemos expresar la atenuación total según:

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (4.31)$$

Podemos aproximar la atenuación debida al dieléctrico según [8]:

$$\alpha_d = \frac{\pi \cdot q \cdot \epsilon_r \tan \delta}{\lambda_g \cdot \epsilon_{eff}} \quad [\text{Np/m}] \quad (4.32)$$

Donde q es el factor de relleno que tiene en cuenta el efecto de tener en *microstrip* campos parcialmente en aire y se describe según:

$$q = \frac{\epsilon_r \cdot (\epsilon_{eff} - 1)}{\epsilon_{eff} \cdot (\epsilon_r - 1)} \quad (4.33)$$

Y las pérdidas introducidas por el conductor se pueden aproximar por:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad [\text{Np/m}] \quad (4.34)$$

Donde $R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma}$ es la resistencia de superficie del conductor y σ la conductividad del conductor. De las ecuaciones (4.30), (4.32) y (4.34), podemos deducir las diferentes relaciones entre la geometría de los resonadores y sus factores de calidad. Podemos ver como un aumento del grosor (h) del sustrato incrementa el factor de calidad, mientras que el factor de calidad radiado decrece, por lo que mediante (4.27), podemos establecer que para sustratos delgados el factor de calidad total (Q_t) vendrá determinado principalmente por el factor de calidad intrínseco, y para valores altos por el factor de calidad radiado. Si realizamos el mismo estudio en función del ancho de pista (W), o

análogamente la impedancia característica del resonador (Z_0), observamos que al incrementar la impedancia el factor de calidad radiado aumenta, y el intrínseco decrece, por lo que para una impedancia baja, o anchura de pista grande, el factor de calidad dominante es el radiado; mientras que para anchuras pequeñas, o impedancias altas, el factor de calidad dominante es el intrínseco.

En nuestro caso, el estudio se ha realizado para las frecuencias de interés, sin embargo, en [6] se muestra el efecto en frecuencia. El incremento de frecuencia consiste, principalmente, en una reducción del factor de calidad total, y en una concentración del comportamiento.

4.4.2. Substrato utilizado

Una vez vista la caracterización de las pérdidas será importante escoger un substrato que nos permitirá realizar el estudio del factor de calidad.

La elección del substrato vendrá condicionada principalmente por los trabajos previos de prototipado [9]. Como consecuencia tendremos fijado de antemano un substrato. Concretamente usaremos uno de la marca *Rogers Corp.* RO3010C, que es un substrato con dieléctrico de politetrafluoretileno (PTFE) o teflón relleno de material cerámico entre dos láminas de cobre de $35 \mu\text{m}$, especialmente diseñado para trabajar en entornos de microondas y RF. En la tabla 4.4 tenemos las características principales que usaremos, no obstante podemos encontrar la hoja de especificaciones, o *datasheet*, completo en [10].

Substrato RO3010		
Propiedad	Valor	Unidades
Constante dieléctrica (ϵ_r)	$10,2 \pm 0,3$	-
Tangente de pérdidas ($\tan \delta$)	0.0023	-
Grosor del substrato (h)	635	μm
Grosor del cobre (t)	35	μm
Conductividad del cobre (σ)	$5,8 \cdot 10^7$	S/m

Tabla 4.4: Propiedades del substrato RO3010 usado para la implementación del filtro.

4.4.3. Estudio del factor de calidad

Mediante las ecuaciones en (4.27), (4.28) y (4.29), así como los parámetros del substrato vistos en la tabla 4.4, podemos graficar el factor de calidad total en función de la impedancia del resonador y del grosor del substrato. Podemos apreciar este estudio en la Fig. 4.8 (a) y (b). Mediante estas figuras comprobamos el comportamiento, y extraemos conclusiones concretas para nuestro caso. Podemos ver que cuanto menor sea la impedancia del resonador, es decir cuanto mayor sea la anchura de este, obtendremos un mayor factor de calidad. No obstante, como se aprecia en la Fig. 4.8 (b),

podemos ver que hay otras dependencias del factor de calidad, como por ejemplo el grosor del sustrato, que aun fijado será importante conocer su dependencia para estudiar la viabilidad de la implementación. Otra característica importante en el diseño es la impedancia de los resonadores que permitirán optimizar el factor de calidad.

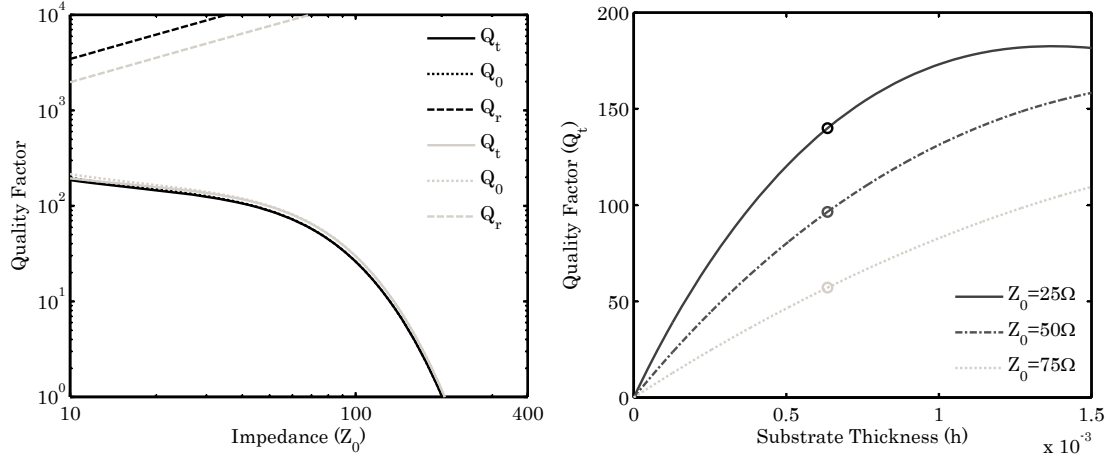


Figura 4.8: (a) Factor de calidad en función de la impedancia característica. Banda E1/L1 en gris, E5/L5 en negro y (b) factor de calidad en función del grosor del sustrato para diferentes impedancias características.

En la Fig. 4.8 (a) podemos observar como para el sustrato que estamos usando, el factor de calidad radiado es muy alto, por lo que prácticamente no contribuye al factor de calidad total, produciéndose prácticamente un solapamiento del factor de calidad intrínseco y el total. Adicionalmente, observamos como el factor de calidad total varia muy poco para las bandas de trabajo. No obstante, cabe mencionar que el factor de calidad depende de la frecuencia por lo que es importante realizar el estudio en frecuencia, ya que los comportamientos pueden ser dispares para frecuencias diferentes [6, 7].

4.5. Implementación del filtro

Una vez conocemos las pérdidas introducidas por la tecnología de diseño, podemos realizar un breve estudio sobre el efecto de las pérdidas en nuestra respuesta teórica.

Para poder modelar las pérdidas en el filtro, introducimos el factor de calidad Q_t calculado en el apartado anterior mediante (4.27).

Se usan tres ejemplos con los valores de factor de calidad vistos para el sustrato RO3010 en la Fig. 4.8 y resumidos en la tabla 4.5. Obtenemos tres respuestas teóricas de los dos filtros con un nivel de pérdidas también mostrados en la tabla.

Pérdidas en la banda de paso (I)			
Impedancia (Z_0)	Q_t	Pérdidas banda E5/L5	Pérdidas banda E1/L1
25 Ω	140	2 dB	4.3 dB
50 Ω	100	3 dB	5.8 dB
75 Ω	50	5 dB	10 dB

Tabla 4.5: Valores teóricos para el factor de calidad según impedancia del resonador y las pérdidas asociadas.

Podemos ver las tres respuestas solapadas en la Fig. 4.9, donde se puede apreciar claramente el efecto de los diferentes factores de calidad sobre las respuestas de los filtros paso banda.

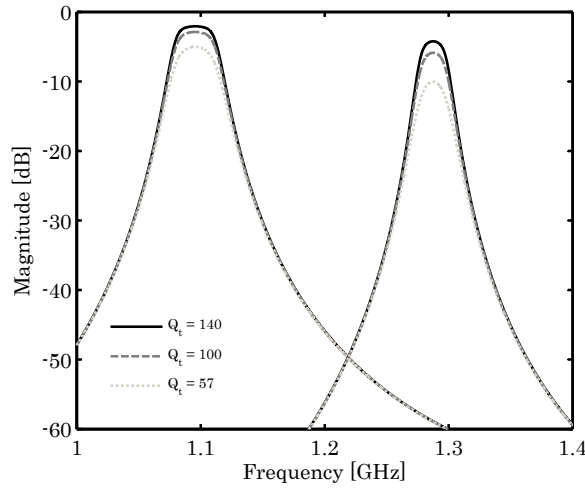


Figura 4.9: Respuesta teórica de los dos filtros con pérdidas añadidas para diversos factores de calidad.

Para verificar estos resultados, contrastamos los valores hallados de la simulación circuital con los valores teóricos mínimos proporcionados por la expresión en (4.24).

Aplicando (4.24) hallamos los valores que podemos ver en la tabla 4.6, donde se puede apreciar que la diferencia entre las pérdidas calculadas mediante la simulación circuital aplicando la transformación frecuencial en (4.25), y las pérdidas calculadas mediante la fórmula cerrada (4.6), son muy parecidas. A la hora de la fabricación del filtro, estos valores marcarán el mínimo nivel de pérdidas teóricas que podremos alcanzar en la implementación.

4.5.1. Topología del filtro

En este apartado se estudia la topología del filtro, es decir, la construcción geométrica que se llevará a cabo para implementar el filtro mediante resonadores acoplados tal y

Pérdidas en la banda de paso (II)					
Impedancia (Z_0)	Q_t	Pérdidas E5/L5	Pérdidas E1/L1	Pérdidas E5/L5 según (4.24)	Pérdidas E1/L1 según (4.24)
25 Ω	140	2 dB	4.3 dB	2 dB	4.3 dB
50 Ω	100	3 dB	5.8 dB	2.9 dB	6 dB
75 Ω	50	5 dB	10 dB	5.1 dB	10.5 dB

Tabla 4.6: Comparación entre las pérdidas según la simulación circuital y la formula en (4.24).

como se ha estudiado en los apartados anteriores. Para ello empezaremos estudiando la partícula elemental y escogeremos aquella que sea más útil para nuestra implementación.

Como ya hemos introducido, la implementación del filtro se llevará a cabo mediante el acoplo de diferentes partículas con dos resonancias. Una de las partículas que presenta este comportamiento es el resonador de anillos divididos o SRR, de los términos anglosajones *Split Ring Resonator*.

De [4] se desprende que gracias a la respuesta dual, podemos estudiar el diseño de los filtros por separado. De esta forma tan solo debemos añadir otro circuito idéntico al de la Fig. 4.5 substituyendo los parámetros según convenga para las especificaciones de ambos filtros, tal y como se observa en la tabla 4.7.

Especificaciones del filtro dual	Elementos del prot. paso-bajo	Coefficientes de acoplamiento M_{ij}	Factor de calidad externo Q_e
$f_{E1} = 1575,42$ MHz $FBW_{E1} = 2,03$ % $f_{E5} = 1191,795$ MHz $FBW_{E5} = 4,19$ % Orden = 3 $L_{Ar} = 0,04321$ dB	$g_0 = 1$ $g_1 = 0,8516$ $g_2 = 1,1032$ $g_3 = 1,8516$ $g_4 = 1$	Banda E5: $M_{12} = 0,0432$ $M_{23} = 0,0432$ Banda E1: $M_{12} = 0,0209$ $M_{23} = 0,0209$	Banda E5: $Q_{e_{in}} = 20,32$ $Q_{e_{out}} = 20,32$ Banda E1: $Q_{e_{in}} = 41,95$ $Q_{e_{out}} = 41,95$

Tabla 4.7: Comparación entre las pérdidas según la simulación circuital y la formula en 4.24.

En la Fig. 4.10 vemos las respuestas teóricas de los filtros por separado, solapadas en la misma grafica mostrando la respuesta ideal que buscamos en el filtro dual del receptor.

4.5.2. Geometría de la partícula

Los resonadores SRR, o más concretamente los resonadores de anillos divididos con acoplamiento lateral, EC-SRR (*Edge-Coupled SRR*), están formados por dos anillos circulares concéntricos abiertos, y con las aperturas colocadas de forma opuesta. Con estos obtenemos un fuerte acoplamiento, que como veremos producirá una división en frecuencia, o *split*, produciendo las dos resonancias que buscamos. En la Fig. 4.11 podemos

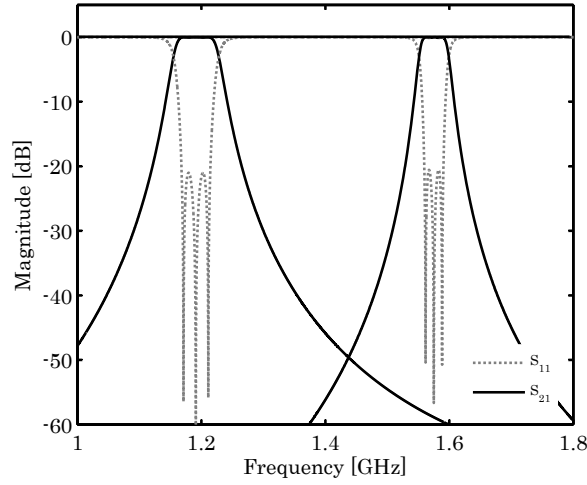


Figura 4.10: Respuesta ideal de los dos filtros solapados.

ver la geometría de un SRR convencional y una modificación que nos permitirá facilitar la caracterización, y el control, de estas partículas substituyendo las curvas del SRR convencional por tramos rectos que como veremos se podrán caracterizar como líneas acopladas convencionales [2].

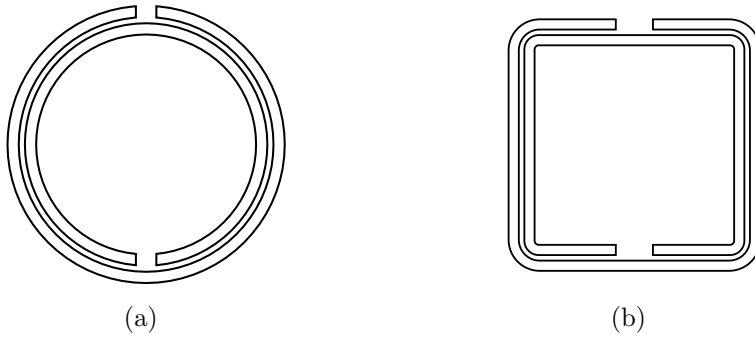


Figura 4.11: Geometrías para (a) partícula SRR convencional y (b) SRR con tramos rectos *Edge-Coupled* SRR.

El hecho de tener un anillo dentro del otro hace que las longitudes de estos sean diferentes lo que provoca un acoplamiento asíncrono, donde las frecuencias diferentes de partida de los resonadores por separado crearán un *split* frecuencial asimétrico. En [2] se propone una tercera partícula donde se introduce una línea sinuosa al resonador SRR con tramos rectos para ecualizar la diferencia entre las longitudes interna y externa de los anillos. Sin embargo existen otras partículas que ya cuentan con un comportamiento simétrico en su estructura, como es el caso del *Non-Bianisotropic Split Ring Resonator* (NB-SRR) [11]. Esta partícula fue introducida para eliminar la polarización cros-polar, al eliminar el comportamiento anisotrópico. No obstante, lo que nos interesa de esta partícula es que está formada por dos anillos concéntricos colocados de forma simétrica,

tal y como observamos en la Fig. 4.12 (b), donde se aprecia que ambos anillos tienen la misma longitud, por lo que en este caso, el *split* que se producirá será simétrico, ya que proviene de un acoplo síncrono.

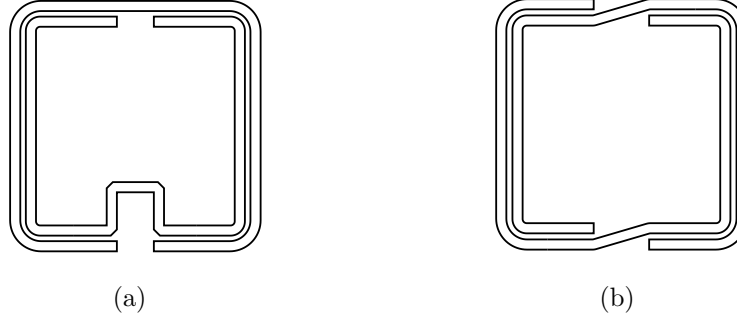


Figura 4.12: Geometrías para la partícula (a) SRR con compensación de longitud y (b) NB-SRR.

4.5.3. Estudio de la partícula NB-SRR

Una vez vista la geometría de la partícula NB-SRR procedemos a elaborar un modelo que nos permita estudiar su comportamiento a partir de un modelo simplificado circuital [4]. Como hemos introducido, podemos entender el NB-SRR como dos secciones de líneas acopladas terminadas en circuito abierto, formando cada una de estas una red de dos puertos [8]. Para realizar el siguiente estudio recuperamos la notación de inductancias mutuas, y auto inductancias, introducida en la ecuación (4.10) en el inicio de este capítulo. Partimos pues del circuito equivalente que se muestra en la Fig. 4.13.

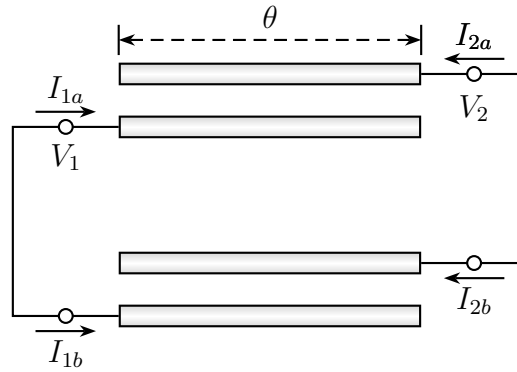


Figura 4.13: Circuito equivalente simplificado de un NB-SRR.

Podemos describir cada uno de los tramos de líneas acopladas que forman el NB-SRR según la matriz de impedancias en cortocircuito [8]:

$$Z = \frac{j\omega}{\beta} \begin{bmatrix} L_{11} \cot \theta & L_{12} \csc \theta \\ L_{12} \csc \theta & L_{22} \cot \theta \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Donde L_{11} y L_{22} son las auto-inductancias distribuidas por unidad de longitud, L_{12} es la inductancia mutua distribuida, y β es la constante de propagación.

De la figura podemos deducir que $I_{1a} = -I_{1b}$ y $I_{2a} = -I_{2b}$ por lo que como veremos en (4.36) todos los términos se anulan.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = Z \cdot \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{2a} \end{bmatrix} = Z \cdot \begin{bmatrix} I_{1b} \\ I_{2b} \end{bmatrix} = Z \cdot \begin{bmatrix} -I_{1a} \\ -I_{2a} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Para solucionar de forma no trivial (corrientes no nulas) la ecuación (4.36), debemos encontrar los vectores propios de Z asociados a los valores propios nulos de la matriz, que escrito en forma de ecuación resulta:

$$(L_{11} \cdot \cot \theta - \gamma) \cdot (L_{22} \cdot \cot \theta - \gamma) - L_{12}^2 \csc^2 \theta = 0 \quad (4.37)$$

Donde γ es el valor propio de valor nulo, por lo que finalmente la solución es el determinante de la matriz Z igualado a 0. Operando (4.37) mediante trigonometría obtenemos:

$$\cos^2 \theta = \left(\frac{\cot \theta}{\csc \theta} \right)^2 = \frac{L_{12}^2}{L_{11} \cdot L_{22}} \quad (4.38)$$

Por lo que las resonancias del NB-SRR se producirán cuando la longitud eléctrica cumpla:

$$2\theta = 2 \arccos \left(\pm \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} \right) \quad (4.39)$$

Por último podemos substituir (4.39) por su aproximación de primer grado, siempre que las líneas no tengan un acoplamiento muy elevado comparado con las auto inductancias ($L_{12} \ll \sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}$), quedando:

$$2\theta \approx (2k + 1) \cdot \pi \mp \frac{2L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}}, \quad k = 0, 1, \dots \quad (4.40)$$

De (4.40) se desprende que las frecuencias del *split* estarán separadas en función del acoplamiento entre los anillos y que su frecuencia central se hallará mediante la longitud eléctrica de estos.

4.5.3.1. Estudio electromagnético del NB-SRR

Una vez demostrada la división frecuencial que se produce en la partícula, procedemos al estudio electromagnético que nos permitirá profundizar en el entendimiento físico de esta.

Mediante el software *Agilent Momentum*, podemos visualizar las densidades de corrientes que aparecen en el NB-SRR. Para ello, diseñamos un NB-SRR y lanzamos una simulación electro-magnética (EM). En la Fig. 4.14 podemos ver tanto la distribución de intensidad para la frecuencia de resonancia baja (a) como la alta (b).

Lo primero que observamos es que el máximo de la distribución de corriente lo obtenemos en el extremo opuesto de las aperturas para cada anillo, siendo mínima en los extremos por el circuito abierto. Análogamente el campo eléctrico es mínimo donde la distribución de corriente es máxima, y máximo en los extremos de los anillos.

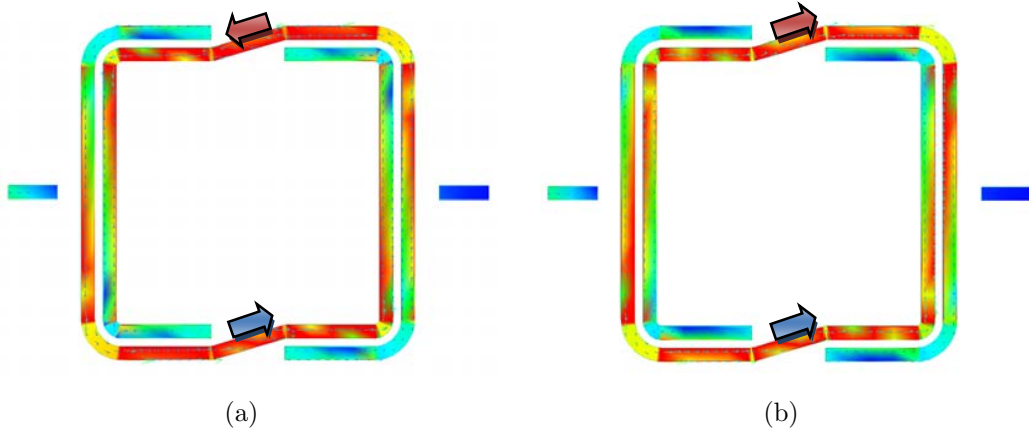


Figura 4.14: Distribución de corriente en la partícula para (a) la banda baja, o antisimétrica, y (b) la banda alta, o simétrica.

La diferencia que podemos observar entre la resonancia baja, y la resonancia alta, es la dirección de las corrientes. En la resonancia baja, que llamaremos antisimétrica, podemos ver como la corriente es circular anti-horaria, por lo que se genera un momento dipolar magnético que crea un campo magnético axial perpendicular a la partícula. En la resonancia alta, o simétrica, obtendremos un momento dipolar eléctrico en la dirección longitudinal de la partícula.

La excitación de estos momentos es la causa directa de la resonancias por lo que podemos decir que la resonancia antisimétrica es una resonancia magnética, y la resonancia simétrica una resonancia eléctrica. Este hecho es el que pone nombre a la partícula, es decir que la no-bianisotropía implica la excitación de cada resonancia por un único campo \vec{E} , ó \vec{H} , en una dirección concreta.

Para reforzar esta visión, en la Fig. 4.15 se muestran los diagramas de líneas de campo eléctrico y magnético, así como las direcciones de las corrientes en los conductores. Podemos ver que en la resonancia asimétrica, obtenemos un flujo de corriente giratorio, mientras que en la resonancia simétrica, la corriente va en en la misma dirección en ambos anillos.

Cabe mencionar que el campo eléctrico del NB-SRR es grande, e invariable, en todos los tramos verticales, por lo que estos tramos se presentan como las zonas más adecuadas para realizar los acoplamientos eléctricos entre partículas.

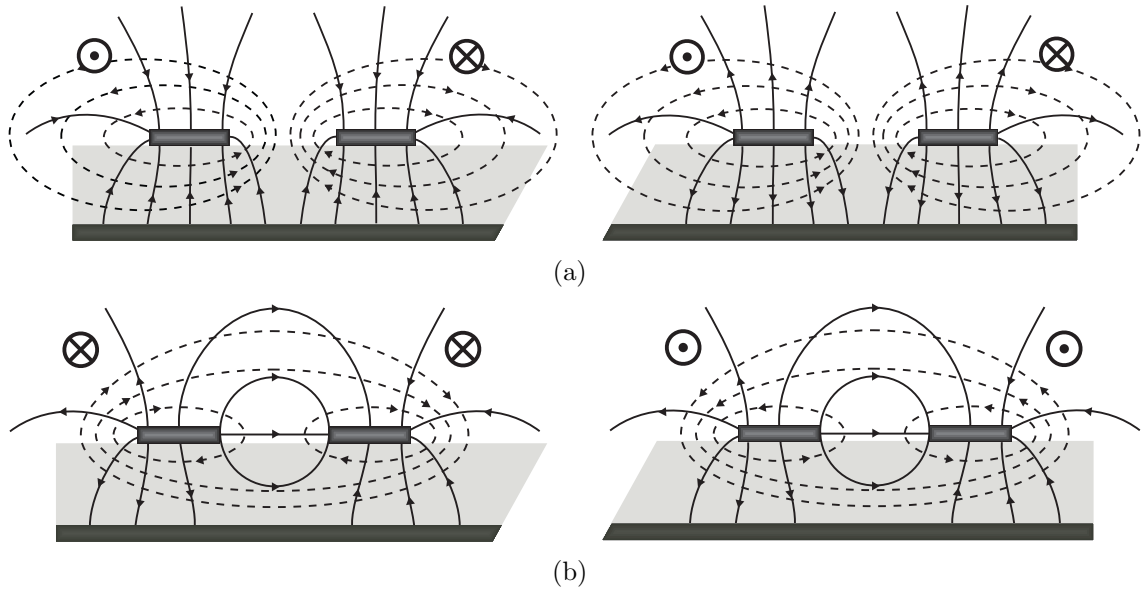


Figura 4.15: : Diagramas de líneas de campo eléctrico (continuas) y magnético (discontinuas) en la sección transversal del NB-SRR. (a) Resonancia antisimétrica y (b) resonancia simétrica.

Por último, en la Fig. 4.14 se aprecia claramente que los tramos curvos tienen una menor densidad de corriente. Al no tener modelos para este tipo de efecto, veremos a continuación que se obtendrán diferencias entre las simulaciones electro-magnéticas y las simulaciones mediante el modelo circuital propuesto.

4.5.3.2. Estudio del *split* y del factor de calidad del NB-SRR

A fin de mejorar el modelo de la figura Fig. 4.13, se implementa otro circuito equivalente que mediante un aumento de complejidad permite obtener un modelo más real de nuestra partícula. Podemos ver este circuito en la Fig. 4.16. Para modelar el NB-SRR, contamos principalmente con tres parámetros: la longitud del anillo, que marca la frecuencia central, la anchura de las pistas y la separación, o *gap*, entre anillos, que como veremos influirán sobre el *split* y los factores de calidad.

El primer paso es validar el modelo mediante una comparación de los resultados del modelo circuital con la simulación electro-magnética. Para ello primero fijaremos la frecuencia de resonancia del anillo interno, y procederemos a hacer barridos en anchura y separación. Como se aprecia en la Fig. 4.17, existe una gran coherencia entre la simulación circuital (a) y la electro-magnética (b), las discrepancias entre el modelo y la simulación electro-magnética (c), son debidas a que mediante el modelo propuesto no se acaban de modelar efectos tales como las curvaturas, o el acoplo de las aberturas.

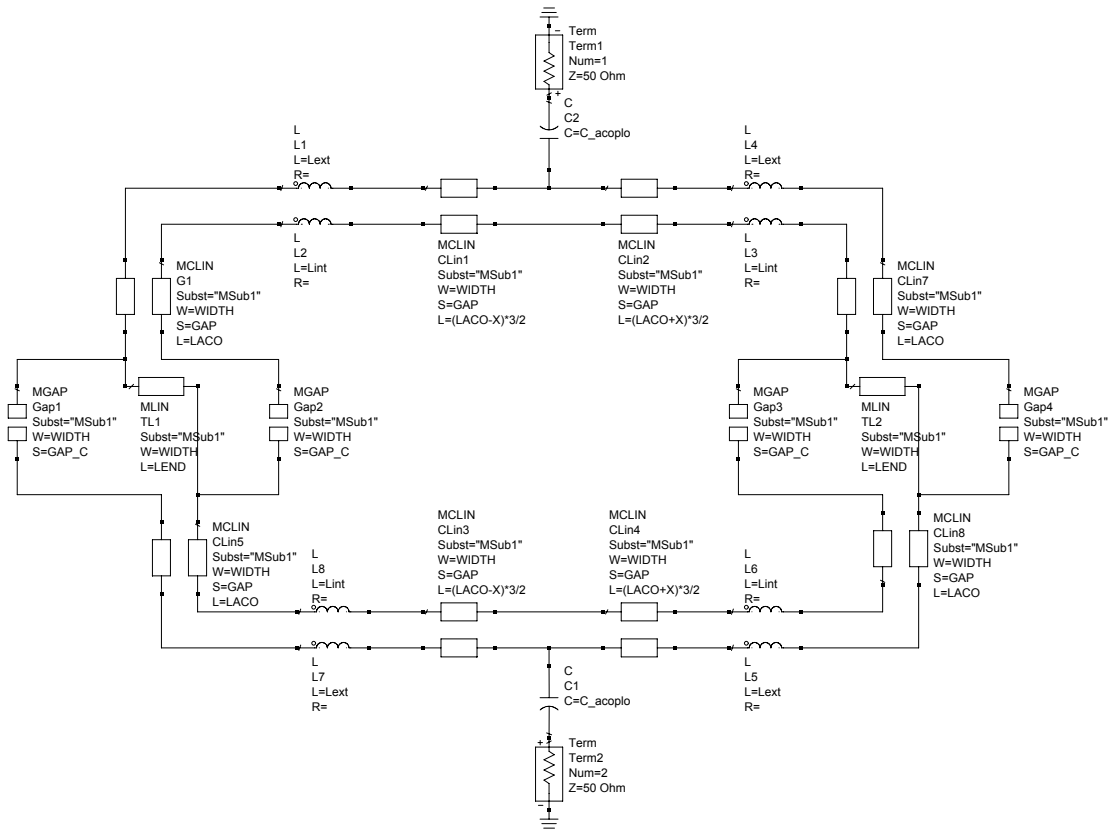


Figura 4.16: : Modelado circuital distribuido mejorado del NB-SRR mediante *Agilent ADS*.

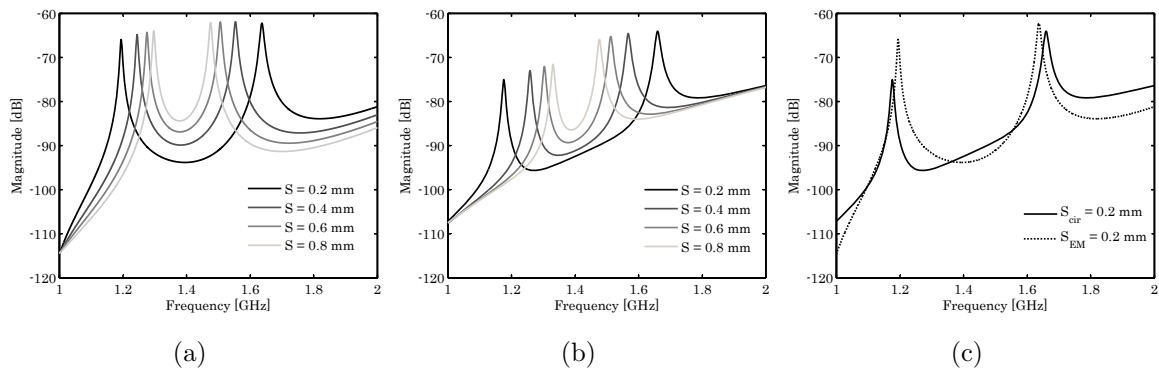


Figura 4.17: Simulación del comportamiento dual del NBSRR en función del *gap s* mediante (a) modelo circuital y (b) simulación EM mediante *Momentum*. (c) Comparación entre los resultados obtenidos mediante ambas simulaciones para $s = 0,2$ mm.

No obstante, en el barrido en amplitud se aprecian diferencias más considerables, este hecho es debido a que al incrementar la amplitud de las pistas, estamos cambiando completamente la relación de aspecto de la geometría, por lo que el modelo deja de tener validez.

Sin embargo, sí que se puede apreciar una clara tendencia que nos servirá para desarrollar un estudio teórico sobre las tendencias de los factores de calidad de las resonancias antisimétricas y simétricas, así como del coeficiente de acoplo entre anillos al que denominamos mediante k tal y como se vio en (4.21).

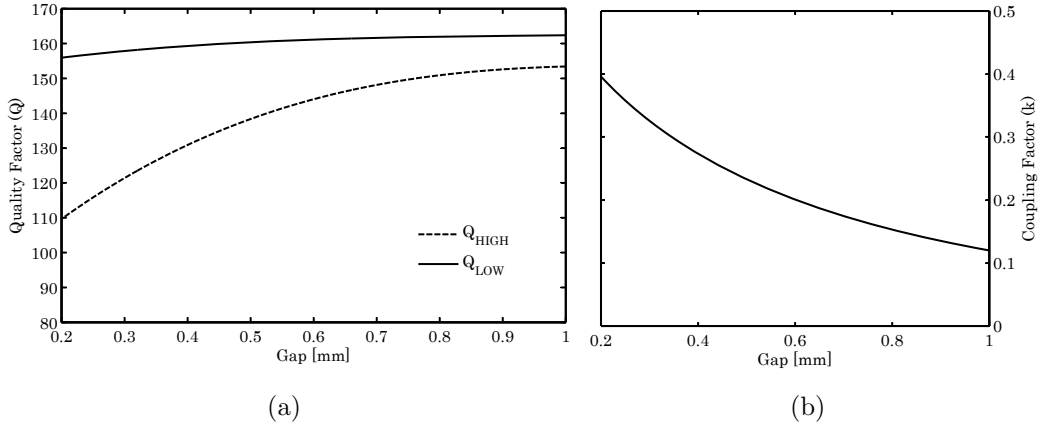


Figura 4.18: Factor de calidad y acoplamiento en función del *gap* s entre anillos.

Para una separación pequeña, el factor de calidad de la banda baja es mayor que el de la banda alta, sin embargo a medida que aumenta el gap, el factor de calidad en la banda alta crece a mayor velocidad que en la banda baja, llegando casi a converger para valores altos de separación debido a que para valores altos de gap, se produce un desacoplo de los anillos y la partícula se comporta como un único anillo con el factor de calidad de este. Si comparamos con las curvas de la simulación electro-magnética, existe un escalado del valor cuantitativo del factor de calidad, no obstante, la tendencia se mantiene, y el valor correcto se halla mediante simulación electromagnética.

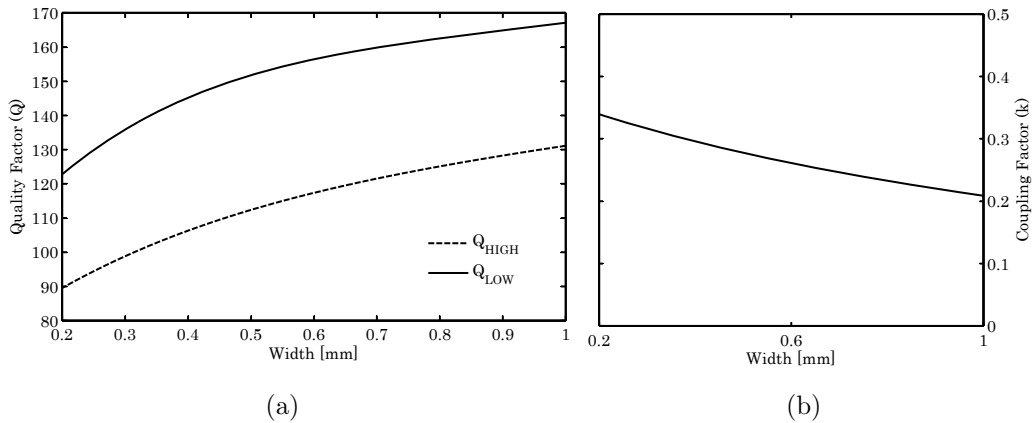


Figura 4.19: Factor de calidad y acoplamiento en función del ancho de pista W de los anillos.

Para el caso del barrido en anchura de pista, observamos en la Fig. 4.19 como para un gap fijado, obtenemos siempre un mismo decalaje entre las curvas, por lo que podemos concluir que tal y como se vio en el estudio de las pérdidas en los resonadores, el factor de calidad aumenta con el ancho de pista, o lo que es equivalente aumenta con la disminución de la impedancia característica de esta, debido a la disminución de la densidad de corriente. Por otro lado vemos como la curva de acoplamiento tiene una tendencia descendente pero con una pendiente menor que en el caso anterior.

4.5.3.3. Estudio de los parámetros de diseño del filtro

Una vez estudiada y caracterizada la partícula, tanto a nivel teórico como a nivel de simulación circuital y electro-magnética, procedemos al estudio de la interacción entre estas para encontrar el factor de acoplamiento M_{ij} necesario para la implementación final del filtro.

Para estudiar el acoplo, usaremos simulaciones electro-magnéticas para asegurar el valor cuantitativo. De igual forma que para el cálculo del coeficiente de acoplo k para una partícula, usaremos (4.21) para realizar el cálculo de los acoplos, teniendo en cuenta que esta vez deberemos calcularlos tanto para la banda baja, como la alta simultáneamente. Para diferenciar entre los dos acoplamientos marcaremos cada acoplamiento con un superíndice, heredado de los apartados anteriores según si la banda es baja (anti-simétrica), o alta (simétrica).

Para el estudio del factor de calidad externo se ha optado por conectar una línea directamente al resonador y se ha realizado un barrido en distancia desde el centro de la apertura.

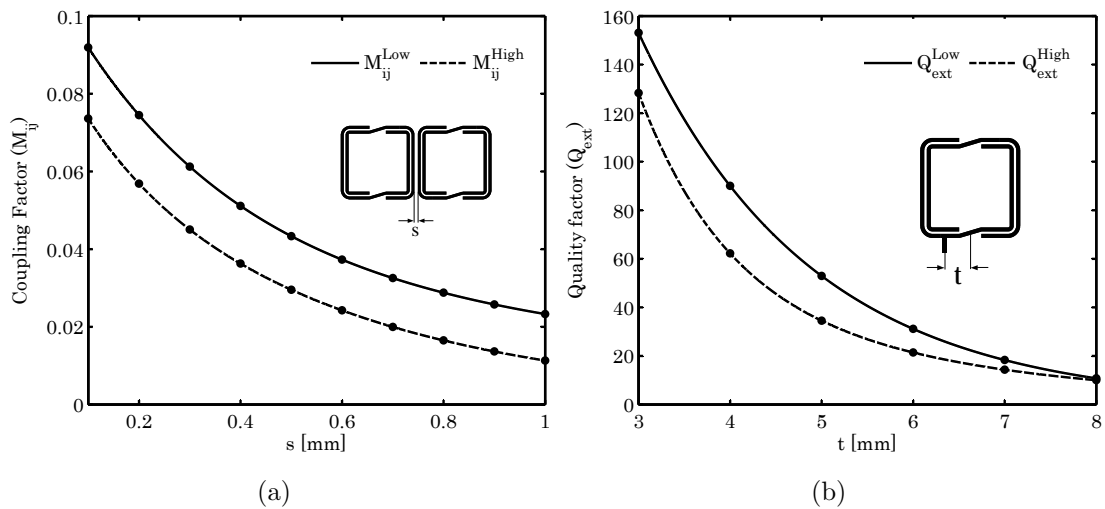


Figura 4.20: (a) Acoplo M_{ij} para las bandas de interés en función de la separación entre partículas. (b) Factor de calidad externo para las bandas de interés en función de la posición de la alimentación.

Los resultados los podemos ver en las gráficas de las figuras Fig. 4.20 (a) y (b), donde se ha añadido un esquema del layout utilizado para su estudio.

De la Fig. 4.20 (a) podemos extraer que la relación que existe entre los acoplos para la banda E1 y E5 mediante la partícula que utilizamos puede escribirse como:

$$\frac{M_{ij}^{E5}}{M_{ij}^{E1}} = \frac{FBW^{E5}}{FBW^{E1}} = cte \quad (4.41)$$

Es decir, la diferencia de los acoplos se mantiene aproximadamente constante para los valores de separación estudiados.

En cambio la relación entre los factores de calidad externos es más compleja, y observamos como para valores en el eje central, obtenemos factores de calidad muy altos debido a que nos encontramos en el lugar donde el anillo está adaptado a Z_0 , y a medida que nos separamos de la adaptación, este decrece hasta que para valores altos de separación, los valores convergen. A partir de ese punto, aproximadamente en el eje horizontal de la partícula, el comportamiento dual se enmascara por la carga del puerto.

De estos resultados extraemos que existen unas relaciones entre los parámetros de diseño de los filtros que vendrán determinadas por la estructura, o geometría de la partícula, tanto para el acoplo, como para el factor de calidad. Por ello, para diseñar el filtro se deberá buscar una configuración de la partícula que permita la implementación del filtro deseado, es decir, si la relación entre los acoplos de las bandas que buscamos no cumplen la relación que se observa en (4.41), deberíamos buscar una configuración alternativa para modificar este acoplamiento según nuestra conveniencia, por ejemplo podríamos introducir un *offset* en la posición vertical de los resonadores, o hacer otro tipo de acoplamiento mixto.

Para el caso del factor de calidad externo, ocurre un fenómeno similar, con la ventaja de poder llegar a un compromiso entre los factores de ambos filtros, no obstante, si se precisará de una mejor respuesta, se debería buscar una forma de atacar al puerto alternativa, ya sea mediante acoplamientos capacitivos, o bien mediante la inserción de un transformador que permita obtener los factores de calidad externo requeridos.

4.5.4. Implementación

4.5.4.1. Implementación de la partícula

Una vez estudiado tanto la respuesta teórica del filtro, como la topología para su implementación, podemos concretar el anterior estudio para realizar la implementación final del filtro.

El primer paso es el diseño del *Non-Bianisotropic Split Ring Resonator*, para ello recuperamos de la tabla 4.1 las especificaciones de las frecuencias centrales de nuestros filtros, y de la tabla 4.4 las especificaciones del sustrato y por último los parámetros

óptimizados del estudio de los factores de calidad. Finalmente calculamos la longitud de los anillos que los hará resonar a la frecuencia central según:

$$l = \frac{c}{(f_{E5} + f_{E1}) \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} = 41,6 \text{ mm} \quad (4.42)$$

En segundo lugar calculamos el *split* necesario para generar las resonancias a las frecuencias centrales de los filtros a partir de (4.21) quedando:

$$k_{split} = \frac{f_{E1}^2 - f_{E5}^2}{f_{E1}^2 + f_{E5}^2} = 0,272 \quad (4.43)$$

Podemos ver como el factor de acoplamiento requerido es un factor muy elevado, comparado con el requerido por los acoplos entre resonadores (tabla 4.2), causa que nos ha llevado a utilizar partículas fuertemente sobreacopladas como los NB-SRR.

Una vez tenemos el factor de acoplamiento del *split*, buscamos aquellos valores de ancho de pista y separación entre anillos que maximice el factor de calidad de ambas resonancias según las curvas de tendencia vistas en 4.5.3.2. En la tabla 4.8 podemos ver los valores óptimos para estos parámetros, así como el factor de calidad en las bandas baja (E5) y alta (E1) obtenidos mediante simulación electromagnética.

Valores elegidos para el diseño del NB-SRR			
Especificación	Parámetro	Valor	Factor de Calidad
$k_{split} = 0,272$	Ancho (W)	$550 \mu\text{m}$	$Q_{ext}^{E5} = 120$
	Separación (S)	$300 \mu\text{m}$	$Q_{ext}^{E1} = 100$

Tabla 4.8: Parámetros para la implementación de la partícula elemental.

El NB-SRR diseñado lo podemos ver en la Fig. 4.12 (b), y en la Fig. 4.14, ya que se utilizo la partícula diseñada para realizar las figuras ilustrativas del capítulo.

4.5.4.2. Implementación del filtro

Una vez tenemos la partícula elemental implementada, recuperamos el diseño del filtro de 4.5 y le introducimos las siguientes correcciones:

- Las pérdidas calculadas en el apartado 4.4, ajustando los factores de calidad a aquellos obtenidos de la simulación electromagnética de la partícula diseñada en el apartado anterior.
- Las restricciones vistas en el apartado anterior para los coeficientes de acoplo electromagnético y los factores de calidad.

De las condiciones anteriores, la dificultad radica en la segunda corrección, ya que exige un equilibrio, o compromiso, entre la utilización de las especificaciones de una, u otra banda. A continuación se realiza la comparación según diferentes configuraciones de optimización.

En el primer caso decidimos optimizar la banda baja E5 por lo que los parámetros, una vez corregidos, del filtro a implementar se pueden ver en la tabla 4.9.

Especificaciones del filtro dual Galileo/GPS	Coefficientes de acoplamiento M_{ij}	Factores de calidad externo Q_e
$f_{E1} = 1575,42$ MHz $f_{E5} = 1191,795$ MHz $FBW_{E5} = 4,19$ % Orden = 3 $L_{Ar} = 0,04321$ dB	Banda E5: $M_{12} = 0,0432$ $M_{23} = 0,0432$ Banda E1: $M_{12} = 0,0232$ $M_{23} = 0,0232$	Banda E5: $Q_{ext} = 20,32$ Banda E1: $Q_{ext} = 28$

Tabla 4.9: Parámetros para el diseño del filtro teórico dual optimizando banda E5.

En el segundo caso optimizamos la banda alta E1 quedando los parámetros según la tabla 4.10.

Especificaciones del filtro dual Galileo/GPS	Coefficientes de acoplamiento M_{ij}	Factores de calidad externo Q_e
$f_{E1} = 1575,42$ MHz $f_{E5} = 1191,795$ MHz $FBW_{E5} = 4,19$ % Orden = 3 $L_{Ar} = 0,04321$ dB	Banda E5: $M_{12} = 0,0409$ $M_{23} = 0,0409$ Banda E1: $M_{12} = 0,0209$ $M_{23} = 0,0209$	Banda E5: $Q_{ext} = 28$ Banda E1: $Q_{ext} = 41,95$

Tabla 4.10: Parámetros para el diseño del filtro teórico dual optimizando banda E5.

Por último realizamos una optimización pensando en mantener un equilibrio entre ambas bandas. Los parámetros del filtro obtenidos se muestran en la tabla 4.11.

Especificaciones del filtro dual Galileo/GPS	Coefficientes de acoplamiento M_{ij}	Factores de calidad externo Q_e
$f_{E1} = 1575,42$ MHz $f_{E5} = 1191,795$ MHz $FBW_{E5} = 4,19$ % Orden = 3 $L_{Ar} = 0,04321$ dB	Banda E5: $M_{12} = 0,042$ $M_{23} = 0,042$ Banda E1: $M_{12} = 0,022$ $M_{23} = 0,022$	Banda E5: $Q_{ext} = 20$ Banda E1: $Q_{ext} = 30$

Tabla 4.11: Parámetros para el diseño del filtro teórico dual optimizando banda E5.

Se muestran las tres optimizaciones en la Fig.4.21 (a), (b) y (c) para las optimizaciones de la banda baja E5, alta E1, y un compromiso entre ambas, donde la transmisión se presenta por una línea negra continua, y la adaptación mediante una negra discontinua.

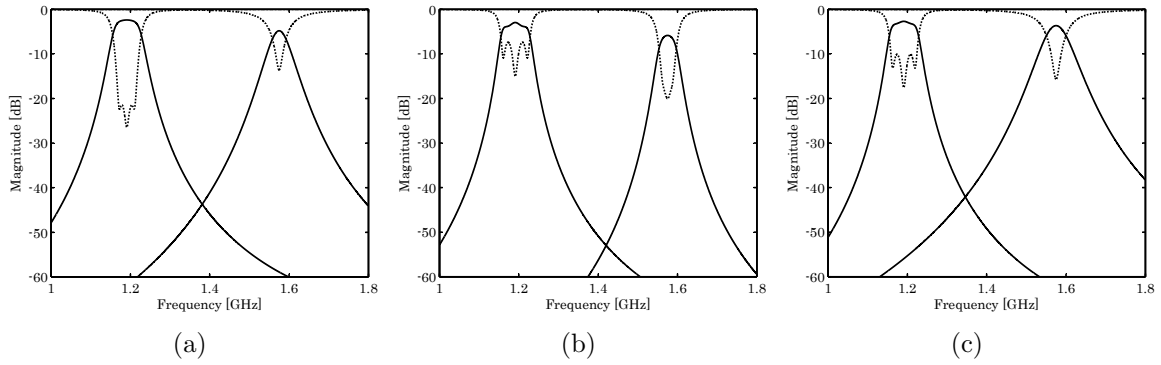


Figura 4.21: Simulación circuital para diferentes optimizaciones: (a) Optimización de la banda E5, (b) optimización de la banda E1 y (c) optimización de E1 y E5 simultáneamente.

Para comparar las respuestas obtenidas en la Fig. 4.21 (a), (b) y (c), escogemos un valor de adaptación mínimo de 10 dB y calculamos los anchos de banda para cada una de las bandas tal y como se aprecia en la tabla 4.12. Como vemos, la optimización de una sola banda por separado no es suficiente para obtener una buena adaptación en las dos bandas, mientras que con la adaptación optimizada para los dos valores obtenemos un mayor rango de adaptación a cambio de bajar el nivel máximo de esta.

Anchos de banda con adaptación ≥ 10 dB				
Banda	Fig. 4.21 (a)	Fig. 4.21 (b)	Fig. 4.21 (c)	Unidades
E5	60	16	60	MHz
E1	18	41	35	MHz

Tabla 4.12: Anchos de banda según la banda optimizada.

Una vez hemos escogido la opción deseada, en nuestro caso la optimización para ambas bandas, procedemos a realizar las curvas para el cálculo de los acoplos y del factor de calidad (Fig. 4.18 y Fig. 4.19) para extraer tanto la separación entre resonadores como la posición de los puertos de entrada y salida necesaria a partir de los parámetros obtenidos en la tabla 4.11.

De las gráficas obtenemos que la separación para cumplir con los acoplos especificados es de $500 \mu\text{m}$, y que para obtener el factor de calidad externo especificado, es necesario colocar el puerto a 6 mm del eje de simetría del NB-SRR. Recogemos todos parámetros geométricos en la tabla 4.13.

Si implementamos el circuito con las especificaciones anteriores, obtenemos el *layout* de la Fig. 4.22 (a), donde las líneas de acceso, son de 50Ω , y en consecuencia la longitud arbitraria. Los giros de los accesos son para adecuar el filtro para una correcta conectorización.

Antes de proceder al fabricado hacemos una simulación electro-magnética para ver el resultado. Podemos ver el filtro obteniendo como resultado en la gráfica de la Fig. 4.23, donde se ha solapado la respuesta teórica vista en la Fig. 4.21 (c).

Valores elegidos para el diseño del filtro		
Parámetro	Valor	Unidades
Longitud del anillo (l)	41.6	mm
Ancho de pista (W)	550	μm
Separación entre anillos (s)	300	μm
Separación entre partículas (s')	500	μm
Posición de los puertos (t)	6	mm

Tabla 4.13: Parámetros para la implementación final del filtro.

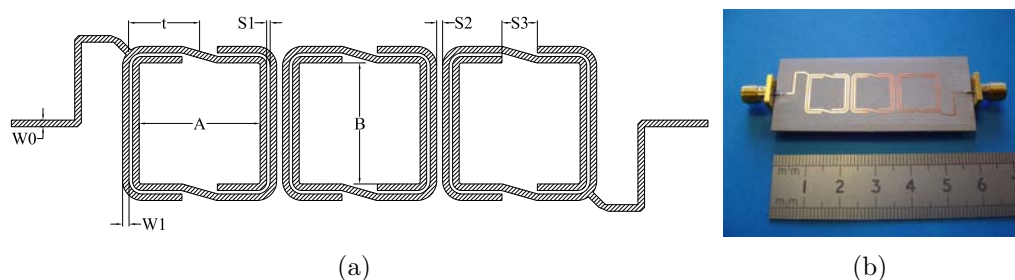
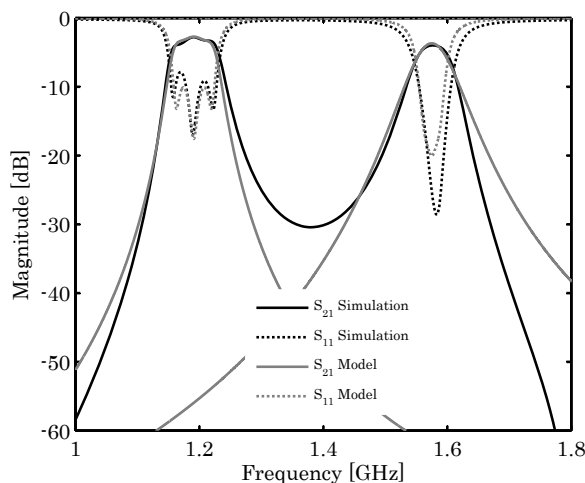
Figura 4.22: : (a) *Layout* del filtro a fabricar y (b) fotografía del filtro fabricado y conectorizado.

Figura 4.23: Comparación de las respuestas de la simulación electromagnética y la simulación del modelo circuital.

4.5.4.3. Fabricación y corrección

La fabricación del filtro se lleva a cabo mediante un proceso de fresado mecánico, consistente en eliminar la capa de cobre mediante una serie de fresas. Para ello se utiliza la fresadora *Protomat S62* de *LPKF*.

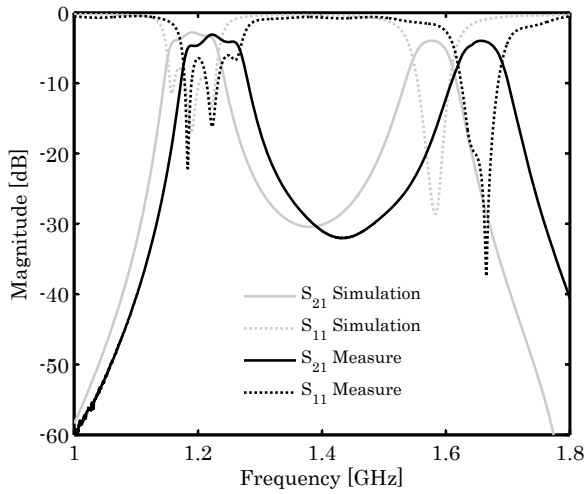
Por la experiencia previa de otros trabajos, se ha comprobado que este tipo de circuitos son muy susceptibles a la profundidad de fresado, ya que si la fresa penetra mucho,

además del cobre, se lleva consigo una pequeña capa de sustrato. Empíricamente se ha demostrado que esta reducción de sustrato afecta mucho a los resonadores cambiando sus frecuencias de resonancia como si se tratara de un sustrato con menor permitividad efectiva ϵ_{eff} , por lo que el filtro quedará desplazado hacia frecuencias superiores.

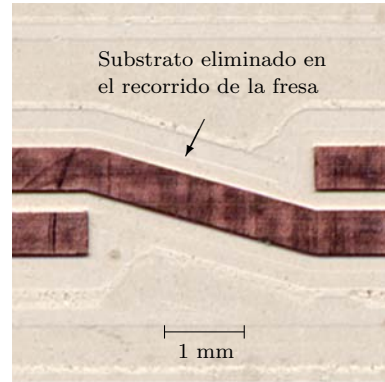
Por ello, se hace una primera iteración fabricando el filtro visto en la Fig. 4.22 (b) y posteriormente se ajustarán los parámetros para corregir este efecto.

Se ha elegido este proceso de fabricación ya que pese a este inconveniente, es una técnica con mayor precisión que el proceso de atacado químico del que se dispone, donde no sería posible realizar las separaciones y las pistas con la precisión requerida.

Una vez fabricado el filtro, este se ha medido con un analizador de redes N2350A de la serie PNA-L de la marca *Agilent Technologies*, dando como resultado la respuesta, en negro, de la Fig. 4.24 (a), donde se ha superpuesto la simulación electromagnética del filtro en gris. En la Fig. 4.24 (a) podemos apreciar el desplazamiento en frecuencia,



(a)



(b)

Figura 4.24: (a) Medida del filtro fabricado (negro) y simulación EM solapada (gris). (b) Detalle del fresado de una apertura del NB-SRR.

producido por la penetración de la fresa en el sustrato (Fig. 4.24 (b)), como se había anticipado. No obstante, este desplazamiento frecuencial es diferente para cada banda, lo que nos hace pensar que junto al error frecuencial introducido por la técnica de fabricación (aproximadamente unos 3 MHz por μm), también se ha producido una desviación en el *split*.

Para corregir el desvío en frecuencia, primero deberemos calcular el desvío frecuencial introducido por la fresa. Para ello calculamos la frecuencia central de la medida mediante una media geométrica de las frecuencias centrales de las bandas. Dando como resultado

una frecuencia central de:

$$\left. \begin{array}{l} f_1^D = 1,222 \text{ GHz} \\ f_0^D = 1,658 \text{ GHz} \end{array} \right\} \Rightarrow F_0^D = \sqrt{f_1^D \cdot f_2^D} = 1,442 \text{ GHz} \quad (4.44)$$

Donde el superíndice D indica la frecuencia desplazada. Si comparamos la frecuencia obtenida en (4.44) con la frecuencia central extraída de las especificaciones nos permite obtener el desvío en frecuencia (Δf):

$$\left. \begin{array}{l} f_0 = 1,3836 \text{ GHz} \\ f_0^d = 1,4442 \text{ GHz} \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta f = 58,4 \text{ MHz} \quad (4.45)$$

Para centrar pues las frecuencia central especificada con la fabricada, deberemos diseñar las partículas con una longitud del anillo (l) ligeramente más larga para bajar su comportamiento en frecuencia mediante la corrección en (4.45).

El error de *split* puede ser producido por un sobredimensionado del factor de acoplo en la simulación electromagnética, donde por ejemplo la simulación de las curvas y/o los gaps pueden no corresponder-se con la realidad, introduciendo esta desviación en el factor de acoplamiento.

Para calcular el error del *split*, calcularemos el coeficiente de acoplamiento mediante las frecuencias centrales de las bandas de paso según:

$$k_{split}^D = \frac{(f_2^D)^2 - (f_1^D)^2}{(f_2^D)^2 + (f_1^D)^2} = 0,296 \quad (4.46)$$

Comparando (4.46) con el especificado en (4.43), calculamos la desviación relativa según:

$$\Delta_{split} = \frac{k_{split}^D - k_{split}}{k_{split}} \approx 9 \% \quad (4.47)$$

Una vez tenemos los dos factores de desviación (4.45) y (4.47), las correcciones que se deberán aplicar son:

- Decremento de la frecuencia central del NB-SRR mediante un aumento en la longitud de los anillos que lo forman:

$$f_0^C = f_0 - \Delta f = 1,3272 \text{ GHz} \Rightarrow l^C = 43,2 \text{ mm} \quad (4.48)$$

- Decremento del valor del split mediante un aumento del gap entre anillos de la partícula, según las gráficas en la Fig. 4.18:

$$k_{split}^C \Rightarrow s^C = 330 \text{ } \mu\text{m} \quad (4.49)$$

Por lo que introduciendo las correcciones, las nuevas especificaciones para el diseño del filtro serán:

Valores corregidos para el diseño del filtro		
Parámetro	Valor	Unidades
Longitud del anillo (l)	43.2	mm
Ancho de pista (W)	550	μm
Separación entre anillos (s)	330	μm
Separación entre partículas (s')	500	μm
Posición de los puertos (t)	6	mm

Tabla 4.14: Parámetros geométricos corregidos para la implementación del filtro dual Galileo/GPS.

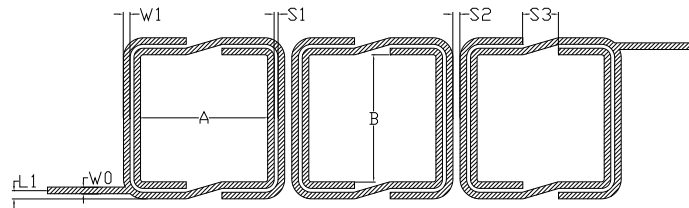


Figura 4.25: : *Layout* del filtro a fabricar.

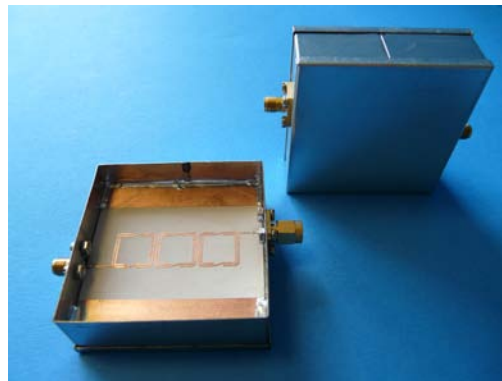


Figura 4.26: : Fotografía de los filtros finales fabricados para el receptor.

En la Fig. 4.25 podemos ver el layout del filtro según las especificaciones de la tabla 4.14, de nuevo los accesos son líneas de $50\ \Omega$ con longitud arbitraria.

Una vez tenemos diseñado el layout con los nuevos valores, fabricamos de nuevo el filtro (Fig. 4.26) y lo medimos obteniendo el resultado de la Fig. 4.27, donde se ha solapado la medida del filtro con la simulación del modelo circuital vista en la Fig. 4.21 (c). Se puede apreciar como las respuestas son muy similares en las bandas de paso, a excepción de un pequeño desvío del tercer polo en la banda inferior.

En la tabla 4.15 encontramos un resumen final de las especificaciones del filtro y los resultados obtenidos.

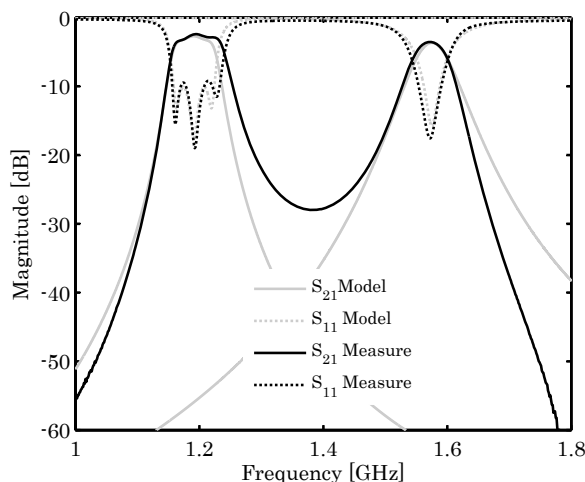


Figura 4.27: Medida del filtro final (negro) solapada con el modelo circuital (gris).

Comparación entre especificaciones y resultados				
Parámetro	Especificación	Resultado	Unidades	Error(%)
Frecuencia particula (f_0)	1383.6	1382.5	MHz	0.08
Frecuencia banda E5 (f_{E5})	1191.795	1194	MHz	0.18
Frecuencia banda E1 (f_{E5})	1575.42	1571	MHz	0.28
Ancho de banda E5 (Δf_{E5})	50	67	MHz	34
Ancho de banda E1 (Δf_{E1})	32	38	MHz	18
Pérdidas banda E5 (L_{E1})	2.7	2.4	dB	-7
Pérdidas banda E1 (L_{E5})	3.6	3.5	dB	-2.3

Tabla 4.15: Parámetros de diseño y medidos para la implementación final del filtro dual Galileo/GPS para las bandas E5/L5 y E1/L1.

4.6. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado el diseño de los filtros duales de la etapa de radio frecuencia implementados en el receptor. Se han utilizado resonadores *Non-Bianisotropic Split Ring Resonators* que tienen un comportamiento dual y permiten generar las dos bandas de paso requeridas. El diseño se ha llevado a cabo en tres partes, en primer lugar se ha desarrollado un estudio teórico que permite vincular las respuestas clásicas con el método de diseño de los acoplos electromagnéticos. En segundo lugar se ha generado la partícula dual necesaria según las especificaciones. Finalmente mediante el estudio del método de diseño, y los resonadores NB-SRRs, se ha implementado el filtro dual.

Se ha podido ver que el filtro obtenido es ligeramente más ancho debido a una relajación en las especificaciones, sin embargo, este hecho no es demasiado importante ya que estos filtros se encargan de evitar la saturación de los amplificadores de radio frecuencia, así como reducir las interferencias fuera de banda, y en consecuencia pueden

delegar la selección “fina” de la banda a los filtros de frecuencia intermedia de etapas posteriores.

Cabe mencionar la gran concordancia entre las simulaciones circuitales, las simulaciones electromagnéticas y las medidas del filtro fabricado, que se han presentado a lo largo del capítulo.

4.7. Bibliografía

- [1] D. Pozar, *Microwave and RF design of wireless systems*. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY, USA, 2000.
- [2] A. Garcia-Lamperez and M. Salazar-Palma, “Dual band filter with split-ring resonators,” *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, pp. 519–522, June 2006.
- [3] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena,” *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.
- [4] J. Garcia-Garcia, J. Bonache, I. Gil, F. Martin, M. Velazquez-Ahumada, and J. Martel, “Efficient area reduction in microstrip cross-coupled resonator filters by using split rings resonators and spiral resonators,” *Microwave Conference, 2005 European*, vol. 2, pp. 4 pp.–, Oct. 2005.
- [5] J. Hong and M. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*. Wiley-Interscience, 2004.
- [6] A. Gopinath, “Maximum Q-factor of microstrip resonators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 29, no. 2, pp. 128–131, 1981.
- [7] B. Easter and R. Roberts, “Radiation from half-wavelength open-circuit microstrip resonators,” *Electronics Letters*, vol. 6, no. 18, pp. 573–574, 1970.
- [8] D. Pozar, “Microwave engineering,” *Reading, MA*, 1993.
- [9] O. Moyano, “GNSS ARRAY1: Diseño e integración de un FRONT-END de RF aplicado al uso de Receptores de Array en el sistema Galileo,” *ETSE (UAB)*, 2008.
- [10] Rogers Corporation, “Datasheet: RO3000 Series High Frequency Circuit Materials: RO3010,”
- [11] J. García-García, F. Martín, J. Baena, R. Marqués, and L. Jelinek, “On the resonances and polarizabilities of split ring resonators,” *Journal of Applied Physics*, vol. 98, p. 033103, 2005.

Capítulo 5

Diseño del mezclador de rechazo a frecuencia imagen (IRM)

5.1. Introducción

El principal objetivo de un mezclador es el traslado frecuencial de las señales; en el caso de un receptor la señal RF recibida por la antena se debe trasladar a una frecuencia intermedia más fácil de manejar por las posteriores etapas del receptor.

El mezclador es un dispositivo de tres puertos (Fig. 5.1 (a)), que mediante un elemento no-lineal logra realizar la conversión frecuencial. Su salida, idealmente, es la suma y diferencia de las frecuencias de sus dos entradas (Fig. 5.1 (b)).

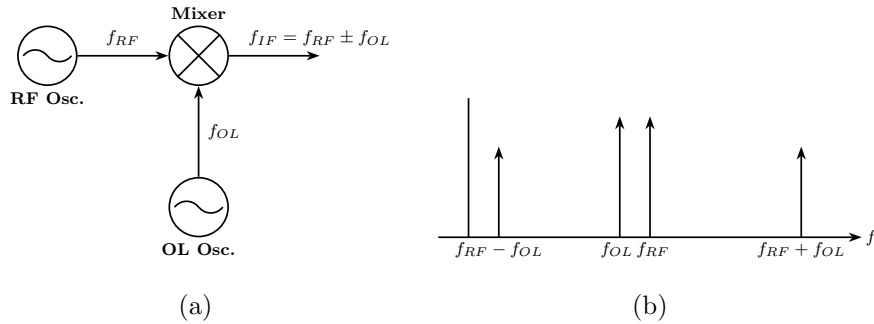


Figura 5.1: (a) Esquema de mezclado a frecuencia intermedia para un receptor (*Down-conversion*). (b) Ilustración de la conversión frecuencial a frecuencia intermedia en un mezclador.

La conversión que se hace en recepción, comúnmente llamada *Down-conversion*, empieza con la entrada de la señal de radio frecuencia captada por la antena, y la señal de batido proporcionada por el oscilador local. Representamos estas señales como dos tonos ideales a frecuencias f_{RF} y f_{OL} :

$$v_{RF} = \cos(2\pi f_{RF}t) \quad (5.1)$$

$$v_{OL} = \cos(2\pi f_{OL}t) \quad (5.2)$$

Aplicando los dos tonos al mezclador la salida de este será:

$$\begin{aligned} v_{IF} &= K \cdot v_{RF}(t) \cdot v_{OL}(t) = K \cdot \cos(2\pi f_{RF}t) \cdot \cos(2\pi f_{OL}t) \\ &= \frac{K}{2} \cdot [\cos(2\pi(f_{RF} - f_{OL})t) + \cos(2\pi(f_{RF} + f_{OL})t)] \end{aligned} \quad (5.3)$$

donde K es la constante para el termino cuadrático de la respuesta del elemento no-lineal. Por lo que la salida del mezclador será la suma y diferencia de la frecuencia de los tonos, tal y como veíamos en la Fig. 5.1 (b). Teniendo en cuenta que en general la frecuencia de la señal de OL es muy cercana a la de RF, obtendremos el tono suma a prácticamente el doble de la frecuencia de RF, y la frecuencia diferencia a baja frecuencia, o frecuencia intermedia (IF), que es la señal de interés en el caso de un mezclador en recepción. Además, cabe mencionar que en este desarrollo solo se han tenido en cuenta las frecuencias suma y diferencia, sin embargo, en un mezclador real se producen un mayor número de productos como consecuencia de la no-linealidad del elemento utilizado, sea diodo o transistor. Por este motivo, y para eliminar la componente de alta frecuencia, se suele filtrar la salida del mezclador mediante un filtro paso-bajo.

5.2. Frecuencia imagen

Como se ha introducido en el capítulo 3, el mezclador elegido es un mezclador de rechazo a frecuencia imagen. Antes de proceder al estudio de este mezclador, se presenta el concepto de frecuencia imagen.

En el mundo físico una frecuencia negativa es idéntica a su versión positiva. Esto es debido a que el espectro de señales reales es simétrico respecto a frecuencia cero. A partir de este hecho podemos comprobar que en la conversión a frecuencia intermedia existe, además de la frecuencia RF deseada ($f_{RF} = f_{OL} + f_{IF}$), una frecuencia denominada frecuencia imagen ($f_{IM} = f_{OL} - f_{IF}$), que se trasladará a la misma frecuencia intermedia.

En un receptor donde la frecuencia del oscilador local puede estar muy cercana a la señal de RF, es posible que la banda donde se encuentra la frecuencia imagen también sea capturada por la antena, y en consecuencia tendremos, a la salida del receptor, una superposición de la señal deseada y de la banda imagen. En el mejor de los casos, donde no hay señal en la banda imagen, obtendremos 3 dB de pérdidas por duplicar el ruido térmico.

Para solucionar este inconveniente se pueden utilizar mezcladores especiales que permiten extraer la frecuencia imagen, tal y como veremos a continuación.

5.3. Mezclador de rechazo a frecuencia imagen (IRM)

Como hemos visto, hay dos señales en RF que se trasladan a la misma frecuencia intermedia cuando se batan con la señal del oscilador local ($f_{IF} = f_{OL} - f_{IM} = f_{RF} - f_{OL}$). Podemos ver estas frecuencias como la banda superior e inferior de una señal doble-banda lateral.

El principal objetivo del mezclador IRM es la separación de estas dos bandas mediante cancelación de fases. Podemos ver un primer esquema del mezclador IRM en la Fig. 5.2.

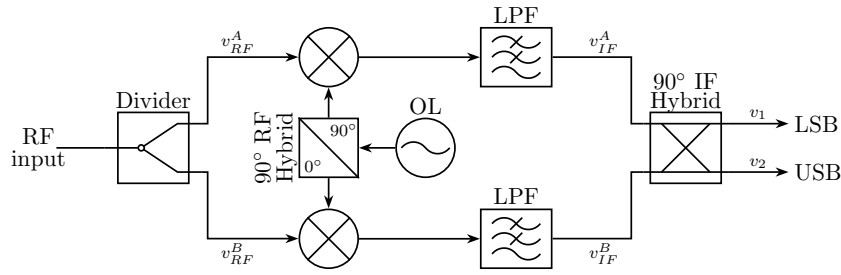


Figura 5.2: Diagrama de bloques del mezclador de rechazo a frecuencia imagen.

A continuación se analiza el mezclador IRM, utilizando aproximación de pequeña señal, para una señal RF formada por dos tonos según:

$$v_{RF} = V_U \cdot \cos(\omega_{LO} + \omega_{IF})t + V_L \cdot \cos(\omega_{LO} - \omega_{IF})t \quad (5.4)$$

donde V_U y V_L representan las amplitudes de la banda lateral superior (USB) y la banda lateral inferior (LSB) respectivamente. El primer paso es repartir la señal en las dos ramas, para ello se utiliza un divisor de potencia de Wilkinson, cuya matriz de parámetros S vemos a continuación:

$$[S_{\text{wilkinson}}] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Si despreciamos el término de fase $-j$ obtenemos las siguientes ecuaciones para la señal en cada rama:

$$v_{RF}^A(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_U \cos(\omega_{LO} + \omega_{IF})t + V_L \cos(\omega_{LO} - \omega_{IF})t] \quad (5.6)$$

$$v_{RF}^B(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_U \cos(\omega_{LO} + \omega_{IF})t + V_L \cos(\omega_{LO} - \omega_{IF})t] \quad (5.7)$$

El siguiente paso es introducir el desfase en el OL, que permitie realizar la cancelación de las bandas. Para ello utilizamos un híbrido de 90° en RF que reparte el OL entre

las dos ramas. Otro esquema posible para el mezclador IRM intercambia el puesto del divisor de Wilkinson con el híbrido de 90° , sin embargo, en este caso utilizamos esta opción puesto necesitamos un gran ancho de banda en la entrada proporcionado por el divisor mientras que para el OL, el híbrido tan solo tiene que ser diseñado a una única frecuencia. La matriz de parámetros S para el híbrido podemos verla en (5.8) [1].

$$[S_{\text{híbrido}}] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Utilizando (5.8) las ecuaciones para los voltajes de salida de las ramas del OL son:

$$\begin{aligned} v_{OL}^A(t) &= \frac{V_{OL}}{\sqrt{2}} \cos(\omega_{LO}t - \pi) \\ &= -\frac{V_{OL}}{\sqrt{2}} \cos \omega_{LO}t \end{aligned} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} v_{OL}^B(t) &= \frac{V_{OL}}{\sqrt{2}} \cos\left(\omega_{LO}t - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{V_{OL}}{\sqrt{2}} \sin \omega_{LO}t \end{aligned} \quad (5.10)$$

A continuación se batan las señales provenientes de RF y del OL, mediante elementos no-lineales, vistos como mezcladores básicos. Se puede expresar la señal a la salida de estos, y una vez filtrada paso-bajo como:

$$v_{IF}^A(t) = -\frac{KV_{LO}}{4} (V_U + V_L) \cos \omega_{IF}t \quad (5.11)$$

$$v_{IF}^B(t) = \frac{KV_{LO}}{4} (-V_U + V_L) \sin \omega_{IF}t \quad (5.12)$$

Representando fasorialmente las ecuaciones (5.11) y (5.12) obtenemos:

$$V_{IF}^A = \frac{-KV_{LO}}{4\sqrt{2}} (V_U + V_L) \quad (5.13)$$

$$V_{IF}^B = \frac{-jKV_{LO}}{4\sqrt{2}} (-V_U + V_L) \quad (5.14)$$

Si combinamos ahora los voltajes (5.13) y (5.14) en el híbrido de frecuencia intermedia obtenemos la cancelación esperada según:

$$V_1 = \frac{V_{IF}^A}{\sqrt{2}} - \frac{V_{IF}^B}{\sqrt{2}} = \frac{KV_{LO}V_L}{2\sqrt{2}} \quad (\text{LSB}) \quad (5.15)$$

$$V_2 = -\frac{V_{IF}^A}{\sqrt{2}} - j\frac{V_{IF}^B}{\sqrt{2}} = \frac{KV_{LO}V_U}{2\sqrt{2}} \quad (\text{USB}) \quad (5.16)$$

donde podemos apreciar que hemos obtenidos las bandas en 5.4 separadas en dos ramas a frecuencia intermedia. Finalmente, las salidas pueden ser expresadas en el dominio temporal según:

$$v_1(t) = \frac{KV_{LO}V_L}{2\sqrt{2}} \cos \omega_{IF}t \quad (5.17)$$

$$v_2(t) = \frac{KV_{LO}V_U}{2\sqrt{2}} \sin \omega_{IF}t \quad (5.18)$$

Cabe destacar la presencia de un desfase de 90° entre las dos ramas, que será necesario eliminar por *hardware*, mediante la adición por ejemplo de una línea $\lambda/4$, o por *software*.

5.3.1. Rechazo de Imagen

De manera ideal, gracias a la cancelación de fases, por las ramas de IF tan solo deberíamos tener la señal o banda deseada. Sin embargo, debido a la existencia de desbalances tanto en fase como en amplitud en los circuitos reales, no obtendremos una cancelación perfecta. Como consecuencia hallaremos en las ramas de IF parte de las bandas no deseadas.

Para cuantificar el valor de señal no deseada que obtenemos en cada rama se utiliza el rechazo de imagen (*IR*). Este valor nos permite conocer la relación entre las señales deseada y no deseada que obtenemos a la salida de cada rama del mezclador. Pudiendo definir el rechazo de imagen como la diferencia entre la señal deseada (S_D) y la señal imagen (I) según:

$$IR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{|S_D|}{|I|} \right) \quad (5.19)$$

Como la cancelación imperfecta es debida a los desbalances de magnitud y fase entre las dos ramas del mezclador. Podemos escribir el rechazo de imagen en función de estos parámetros, para ello se suman todos los desbalances provocados por cada elemento en la cadena del mezclador, obteniendo un desbalance final de fase θ y de amplitud A [2].

$$IR = -10 \log_{10} \left(\frac{1 + A^2 - 2A \cos \theta}{1 + A^2 + 2A \cos \theta} \right) \quad (5.20)$$

Si graficamos la ecuación (5.20) para un rango de desbalances en fase y amplitud obtenemos las curvas de la Fig. 5.3.

De las curvas extraemos la relación entre los desbalances en fase y amplitud máximos que el mezclador debe introducir para lograr un rechazo de imagen requerido. Un valor de rechazo utilizado de forma habitual es 20 dB, para el cual se obtiene, optimizando el desbalance en fase, un desbalance en amplitud máximo de 1.7 dB, y optimizando el desbalance en amplitud, un desbalance en fase máximo de 11° .

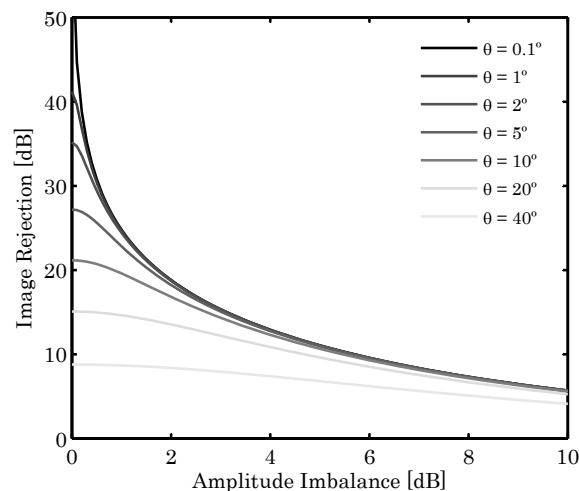


Figura 5.3: Rechazo de la imagen en función de los imbalances en fase y amplitud.

5.4. Implementación del mezclador

5.4.1. Estudio del mezclador con elementos distribuidos

En este apartado estudiamos en primer lugar la implementación de un mezclador construido como prototipo en [3], basado en el esquema de la Fig. 5.2.

En la Fig. 5.4 vemos la implementación del IRM, donde se pueden observar los diferentes elementos que componen el diseño. Se observa pues que el divisor de potencia de Wilkinson que divide la señal de RF, y el híbrido de 90° que desfasa y divide la señal del OL han sido implementados en tecnología *microstrip* y en consecuencia han sido optimizados para las bandas de trabajo del receptor.

En segundo lugar podemos ver los mezcladores comerciales ADE-11X+ de *mini-circuits* utilizados para la conversión frecuencial de ambas ramas. La principal característica de estos mezcladores es su alto rechazo entre RF y OL, así como la posibilidad de utilizar un OL de baja potencia que permitirá facilitar la fabricación posterior de este.

Por último, podemos observar el híbrido de 90° en IF. Como este elemento trabaja a baja frecuencia (IF), se ha utilizado un híbrido comercial SMQ-C05 de *Synergy* con rango entre 150 y 300 MHz. El desbalance de este híbrido es de 1 a 3° en fase y de 0.5 a 1 dB en amplitud [4]. Si observamos la gráfica en la Fig. 5.3, observamos que debido solo al desbalance de este elemento como máximo alcanzaremos un rechazo entre 24 y 28 dB.

Las características obtenidas mediante este diseño las podemos ver en la tabla 5.1.

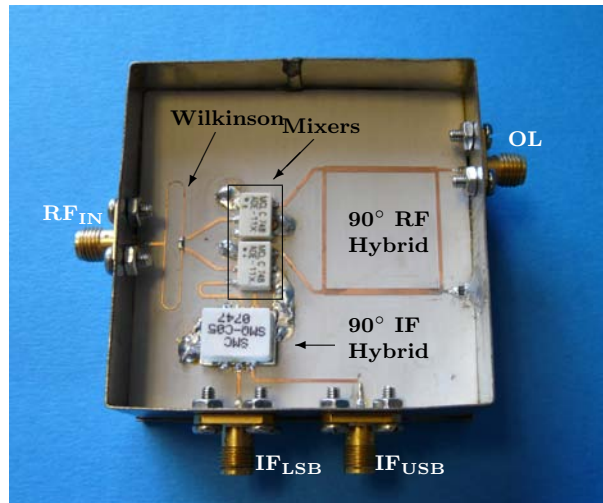


Figura 5.4: Mezclador de rechazo a imagen, implementando mediante elementos distribuidos, basado en el esquema propuesto [3].

Características del IRM (prototipo I)				
Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
Frecuencia RF	1100	-	1650	MHz
Frecuencia OL	1365	1383.6	1400	MHz
Potencia OL	5	10	10	dBm
Pérdidas USB	7.6	7.7	7.7	dB
Pérdidas LSB	7.7	7.9	8.2	dB
Rechazo USB	18	23.9	29	dB
Rechazo LSB	16.2	16.4	16.4	dB
Dimensiones	60×60			mm×mm

Tabla 5.1: Características del mezclador IRM prototipado.

5.4.2. Implementación del IRM mediante demodulador IQ

Aunque las características del IRM presentado en el apartado anterior son suficientes para la realización del receptor, se ha implementado un segundo mezclador con la doble intención de aumentar el rechazo a frecuencia imagen y reducir la dimensión en vistas a una futura integración de todo el receptor Galileo/GPS.

Con este objetivo en mente se halla una solución integrada mediante la utilización de un demodulador IQ comercial. Los demoduladores IQ tienen como finalidad entregar a su salida la entrada en dos componentes desfasadas 90° , es decir tienen como esquema el mismo que un mezclador IRM (Fig. 5.2) pero sin el híbrido de 90° de IF.

La alimentación del dispositivo se implementa en la capa inferior para interferir lo menos posible con la parte de RF de la cara superior. La alimentación se lleva a cabo mediante un regulador de tensión MCP1702 de *Microchip* que permite convertir los 12V que proporciona la fuente de alimentación a los 5V requeridos por el demodulador IQ. De nuevo se ha utilizado este regulador por sus reducidas dimensiones (inferior a 2x3mm) de cara a una posterior integración del receptor. Como contrapartida al reducido tamaño de este regulador la cantidad máxima de corriente que este es capaz de proporcionar es aproximadamente de 250 mA. El demodulador IQ consume como máximo 155 mA según especificaciones, por lo que aunque no es un problema en este momento, en una futura implementación deberá tenerse en cuenta que prácticamente este regulador queda dedicado en exclusiva al mezclador.

Aunque el demodulador IQ está pensado para montar en circuitos multicapa, con capas especiales para RF y alimentación por separado, nuestro receptor se compone íntegramente de una placa doble capa RO3010C, por lo que ha sido necesario, en la implementación del prototipo, cruzar un cable de alimentación entre pistas de RF.

En el apéndice 5.8.1 se puede apreciar el *layout* del IRM diseñado, y en la Fig. 5.6 podemos ver una fotografía del dispositivo fabricado mediante fresado mecánico, y montado en caja metálica. Podemos observar tanto las entradas de radio frecuencia (RF_{IN}) y del oscilador local (OL), así como las salidas a frecuencia intermedia para las bandas inferior (IF_{LSB}) y superior (IF_{USB}).

Se puede destacar también el reducido tamaño del demodulador IQ en comparación con el mezclador implementando en la Fig. 5.4.

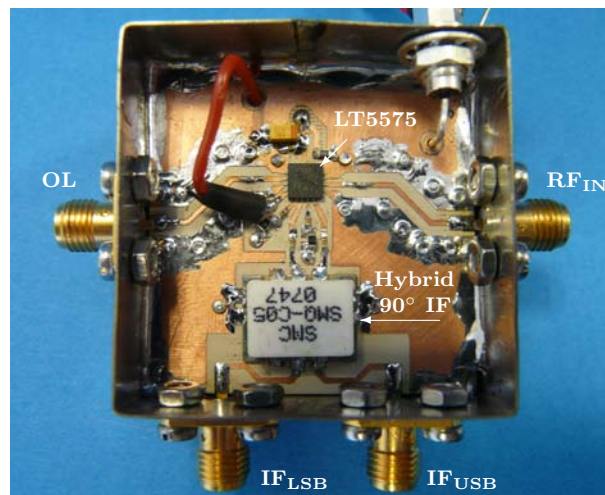


Figura 5.6: Fotografía del mezclador IRM implementado mediante el demodulador IQ LT5575 de *Linear Technologies*.

Un punto crítico de la implementación del mezclador es el soldado de los diferentes componentes, el reducido tamaño de los *pads* en el demodulador IQ hace imposible

utilizar técnicas de soldadura común. Se opta por utilizar soldadura con pasta EPOXY. Esta pasta se aplica sobre los *pads* y se calienta en horno durante un tiempo determinado por unas curvas en función de la temperatura máxima que el chip pueda soportar. Una vez montado este dispositivo se procede a la soldadura corriente de los demás elementos con temperaturas máximas inferiores a la del demodulador.

5.5. Validación del IRM implementado

Para validar el IRM implementado mediante el domodulador IQ LT5575 realizaremos medidas de adaptación en sus puertos, de transmisión entre la señal de RF e IF y extraeremos como resultado el rechazo entre la banda superior e inferior.

5.5.1. Adaptación de los puertos

La adaptación de los puertos del IRM se lleva a cabo mediante el analizador vectorial de redes PNA-L N5230A de *Agilent Technologies* dando como resultado las adaptaciones en la Fig. 5.7.

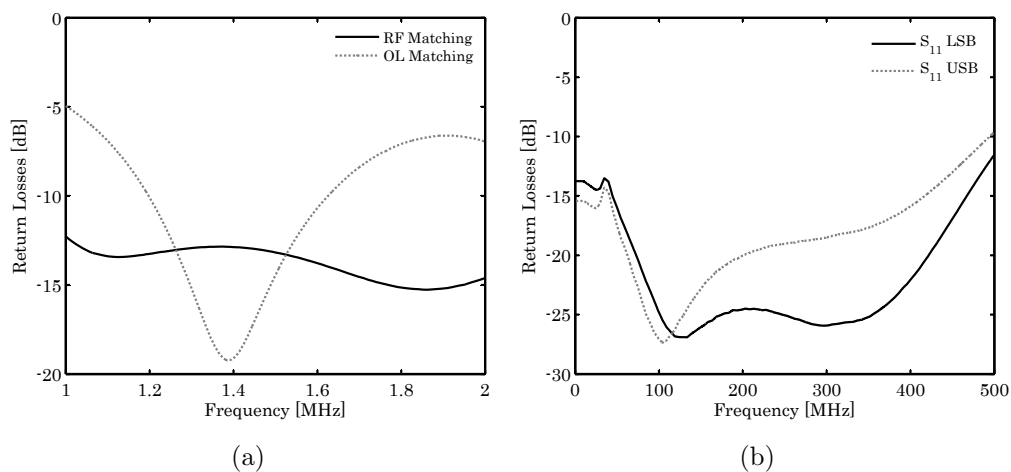


Figura 5.7: (a) Adaptación de las entradas de RF y OL. (b) Adaptación en las salidas de IF para las bandas superior (USB) e inferior (LSB).

En la Fig. 5.7 (a) vemos que obtenemos una buena adaptación en todo el rango frecuencial para la entrada de RF, y una adaptación de banda estrecha para la entrada del oscilador local, en ambos casos por encima de 13 dB.

En la Fig. 5.7 (b) obtenemos una buena adaptación para todo el rango de frecuencia intermedia de 490 MHz propuesto por el *datasheet*. Para nuestro receptor, con un ancho de banda de 50 MHz centrados a 191.7 MHz, la adaptación está en ambas bandas por encima de los 20 dB.

5.5.2. Rechazo y pérdidas de conversión

Para medir tanto el rechazo como las pérdidas de conversión, deberemos montar un *setup* de medida para caracterizar el dispositivo de cuatro puertos. En este caso utilizaremos dos generadores vectoriales de señal. El generador R&S©SM300 de *Rohde & Schwarz* se encarga de proporcionar el tono del oscilador local, mientras que el generador E4438C de *Agilent Technologies*, se encargará de realizar barridos en RF. Para monitorizar el comportamiento de las salidas en frecuencia intermedia, se sincroniza el barrido del generador vectorial de señales con la lectura de un analizador de espectros E4407B de *Agilent Technologies*. Observamos este montaje en el esquema de la Fig. 5.8.

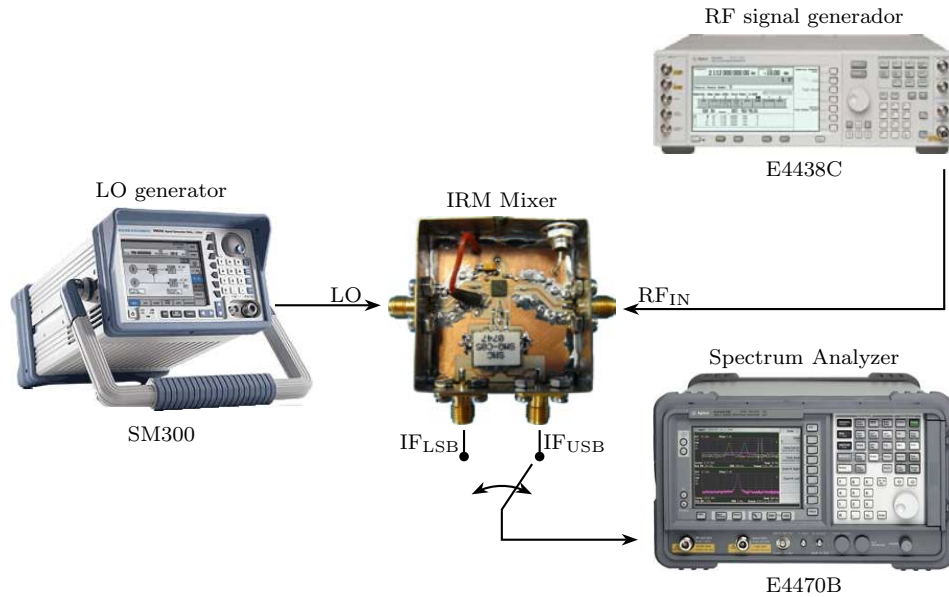


Figura 5.8: *Setup* de medida para caracterizar los parámetros de rechazo de imagen y pérdidas de conversión del mezclador.

Con este *setup* realizamos dos barridos en frecuencia en un rango de 140 MHz centrado en las frecuencias de diseño de la banda E5 y E1 (1191.795 y 1575.42 MHz) con una potencia de -20 dBm, y un OL con una potencia de -5 dBm centrado a 1383.6 MHz.

De cada barrido obtenemos las medidas de las dos salidas de IF, tal y como vemos en la Fig. 5.9 (a) para la banda E5, y (b) para la banda E1.

Observamos en la Fig. 5.9 que el nivel de perdidas obtenido en la señal es de aproximadamente 7.5 dB para ambas bandas. Para realizar el correcto estudio del rechazo, restamos los niveles de potencia obtenidos, según (5.19), obteniendo los rechazos observados en la Fig. 5.10 (a) y (b) para las bandas E5 y E1 respectivamente.

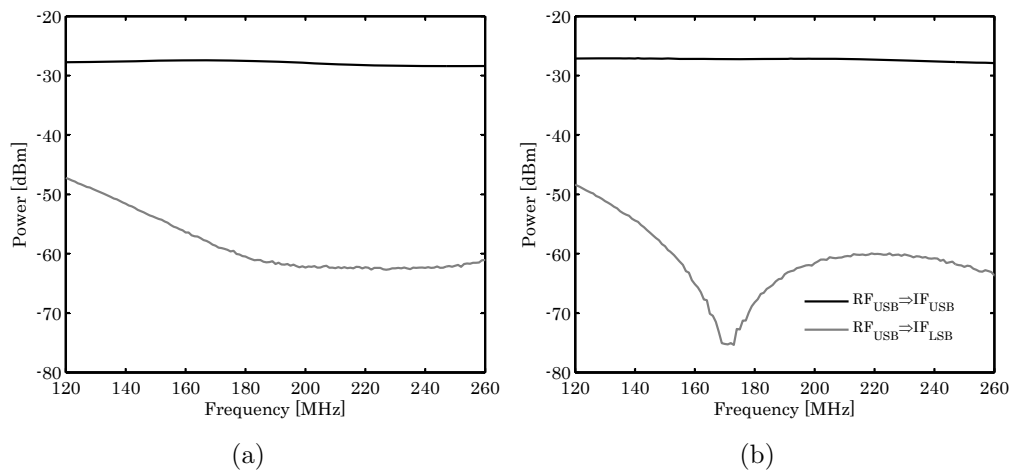


Figura 5.9: Medidas de las salidas del mezclador en IF, mediante un tono en RF a la entrada de -20 dBm de potencia, para (a) la banda E5 (LSB) y (b) la banda E1 (USB).

Observamos en la Fig. 5.10 que para el ancho de banda especificado para nuestro receptor, 32 MHz para la banda E1 y 50 MHz para la banda E5, obtenemos un rechazo mínimo de aproximadamente 33 dB para la banda E1 y 31 dB para la banda E5. Podemos deducir pues que en el caso del menor rechazo del prototipo realizado con elementos distribuidos, no todos los desbalances eran ocasionados por el híbrido de IF, ya que se está utilizando el mismo en esta implementación del mezclador con unos resultados de rechazo entre 10 y 15 dB superiores con un nivel de pérdidas parecido.

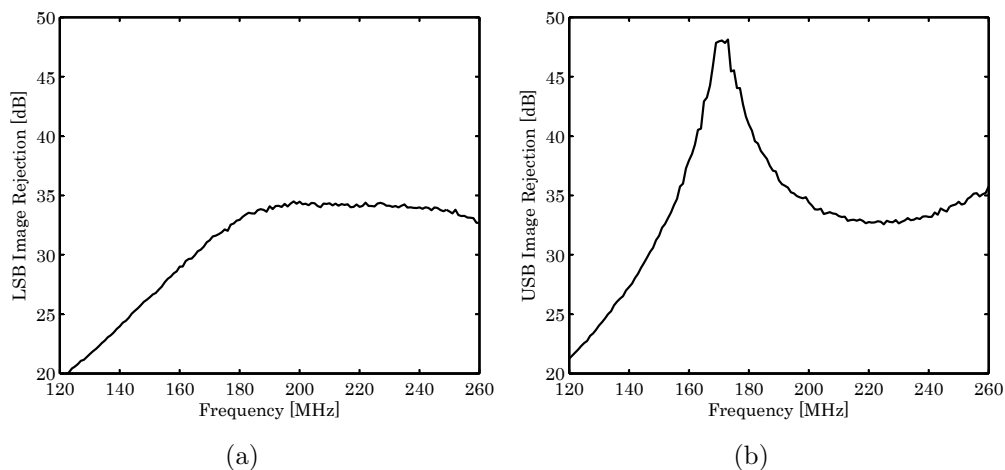


Figura 5.10: Rechazo de imagen para: (a) la banda E5 (LSB) y (b) banda E1 (USB).

El nivel de pérdidas se debe a la adaptación de la salida a 50Ω , el circuito está especificado con 65Ω , hecho que según el *datasheet* produce unas pérdidas extras de

7.23 dB, que junto a los 3 dB de pérdidas ocasionados por la conversión de la señal diferencial a *single-ended*, los 3.5 dB de ganancia del demodulador IQ y las pérdidas de 0.75 dB ocasionadas por el híbrido hacen un total aproximado de 7.48 dB de pérdidas teóricas, valor que concuerda perfectamente con el resultado de las medidas.

5.5.3. Resumen de los resultados

En la tabla 5.2 encontramos resumidos los principales parámetros del mezclador IRM implementado mediante el demodulador IQ integrado LT5575.

Características del IRM (prototipo final)				
Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
Frecuencia RF	800	-	2700	MHz
Frecuencia OL	1169	1355	1593	MHz
Potencia OL	-13	-5	5	dBm
Pérdidas USB	7.06	7.19	7.26	dB
Pérdidas LSB	7.42	7.6	8.2	dB
Rechazo USB	33.59	35.95	48.13	dB
Rechazo LSB	30.29	33.85	34.5	dB
Dimensiones	20×30			mm×mm

Tabla 5.2: Características del mezclador IRM implementado.

5.6. Conclusiones

En este capítulo se ha estudiado el mezclador implementado en el receptor Galileo/GPS. En primer lugar hemos podido ver el estudio teórico de un mezclador de rechazo a frecuencia imagen, y como gracias a la cancelación de fase obtenemos la separación de las bandas. A continuación, se ha mostrado el comportamiento de un mezclador IRM prototipado mediante elementos distribuidos según el esquema teórico, donde se observa la influencia de los desbalances de todas sus etapas resultando en un rechazo medio de 20 dB.

Para mejorar las prestaciones de este IRM, se ha substituido la primera etapa de traslación en frecuencia y desfase de una de sus bandas, por un demodulador IQ comercial que realiza la misma función. Mediante la adición de un híbrido de 90° en IF se realiza la cancelación de fases, y se obtienen las dos señales con un rechazo medio de 33 dB.

Mediante el uso del demodulador IQ reducimos considerablemente el tamaño del receptor aunque añadimos un elemento activo más con un consumo medio de 150 mA que debe tenerse en cuenta en la etapa de alimentación del receptor.

5.7. Bibliografía

- [1] D. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY, USA, 1993.
- [2] B. Henderson and J. Cook, “Image Reject and Single Sideband Mixers,” *Tech-notes, Watkins-Johnson Company*, 1985.
- [3] O. Moyano, “GNSS ARRAY1: Diseño e integración de un FRONT-END de RF aplicado al uso de Receptores de Array en el sistema Galileo,” *ETSE (UAB)*, 2008.
- [4] Synergy, “Datasheet: 90° Hybrids: SMQ-C05,”
- [5] Linear Technologies, “Datasheet: High Linearity Direct Conversion Quadrature Demodulator: LT5575,”

5.8. Apéndices al capítulo 5

5.8.1. Layout del IRM implementado

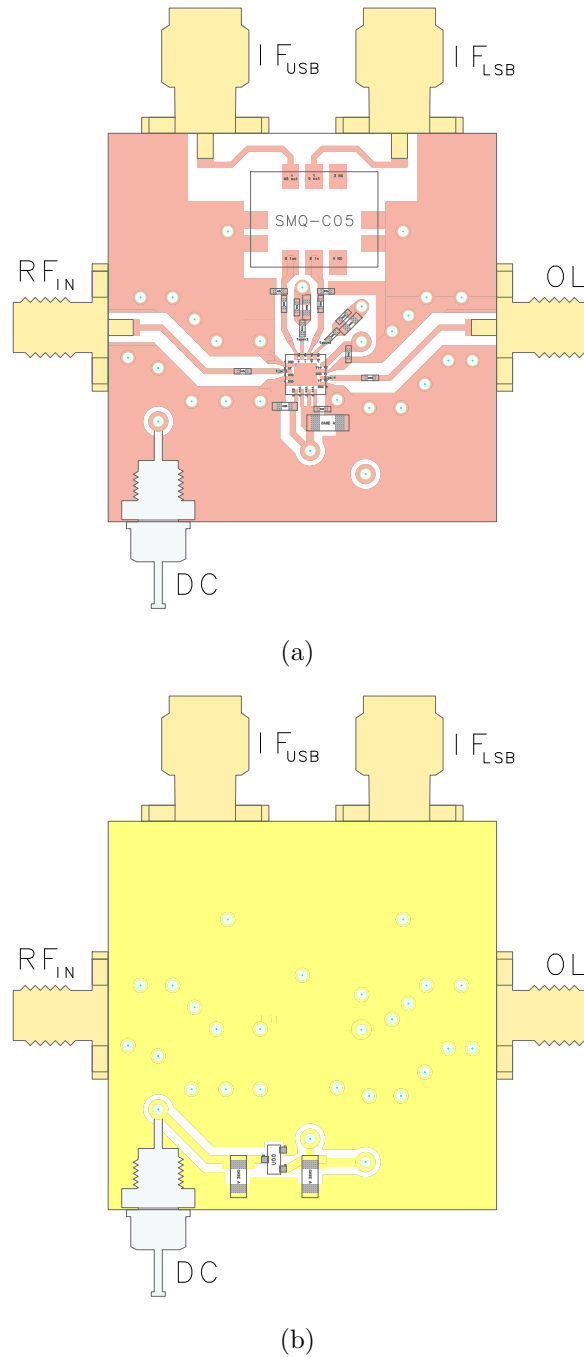


Figura 5.11: Vista superior del *layout* en *Agilent Momentum* del mezclador IRM implementado: (a) cara superior y (b) cara inferior.

5.8.2. Relación de componentes

Relación de componentes				
Nombre	Tipo	Valor	Referencia	Package
U1	Demodulador IQ	-	LT5575	16-QFN
U2	90° IF Hybrid	-	SMQ-C05	S129
U3	Regulador de T.		MCP-1702	SOT-23A
C1	condensador	1 μ F	-	CASE-A
C2	condensador	1 nF	-	0402
C3	condensador	3.9 pF	-	0402
C4	condensador	5.6 pF	-	0402
C5	condensador	1 nF	-	0402
C6	condensador	5.6 pF	-	0402
C7	condensador	5.6 pF	-	0402
C8	condensador	-	-	0402
C9	condensador	5.6 pF	-	0402
C10	condensador	5.6 pF	-	0402
C11	condensador	-	-	0402
C12	condensador	1 μ F	-	CASE-A
C13	condensador	1 μ F	-	CASE-A
R1	resistencia	100 k Ω	-	0603
R2	resistencia	50 Ω	-	0603
R3	resistencia	50 Ω	-	0603

Tabla 5.3: Relación de componentes del IRM implementado.

5.8.3. Computo del coste del mezclador

El siguiente es un cálculo aproximado del precio total del mezclador IRM sin tener en cuenta los componentes no necesarios en la integración final del receptor como conectores SMA ó la caja metálica.

Computo de coste				
Nombre	Referencia	Cantidad	Coste [€/u]	Coste [€]
Demodulador IQ	LT5575	1	10.56	10.56
90° IF Hybrid	SMQ-C05	1	9.34	9.34
Regulador de T.	MCP-1702	1	0.78	0.78
Substrato	RO3010C	0.016	300 ¹	3.45
<i>R-L-C</i>	varios	varios	3	3
			Total	27.13€

Tabla 5.4: Computo del coste del IRM implementado.

¹300€ cada plancha de material de 12"x18"

Capítulo 6

Oscilador Local

6.1. Introducción

En el capítulo anterior se ha estudiado el mezclador, elemento mediante el cual se realiza la conversión frecuencial del receptor. Para realizar el batido de la señal, se requiere un tono frecuencial. El dispositivo que genera este tono se denomina oscilador local, y es el objeto de estudio de este capítulo. Como hemos visto, para trasladar en frecuencia las dos bandas de interés, mediante el mezclador de rechazo a frecuencia imagen, es necesario que este tono este centrado entre ambas frecuencias de diseño (6.1).

$$f_{OL} = \frac{(f_{E1} - f_{E5})}{2} = \frac{1575,42 - 1191,795}{2} = 1383,6075 MHz \quad (6.1)$$

Las derivas frecuenciales de las señales GNSS ocasionadas por las velocidades relativas entre el satélite y el observador son típicamente inferiores a ± 10 kHz para receptores de alta movilidad y de ± 5 kHz para receptores estáticos. Para poder calcular el efecto Doppler sufrido por la señal, es necesario que nuestro oscilador local sea un tono muy estable en frecuencia. Debido a la limitación en frecuencia de los cristales de alta precisión, en el mejor de los casos no superan los 400 MHz, debemos utilizar un PLL (*Phase Locked Loop*).

6.2. Funcionamiento del PLL

Un bucle de seguimiento de fase, o PLL, es un sistema de control que mediante una referencia frecuencial muy estable, y a baja frecuencia, genera un tono con características espectrales semejantes a las de la propia referencia [1].

Actualmente, gracias a la tecnología de circuitos integrados, el PLL es uno de los dispositivos más utilizados para la generación de señales de sincronización, y batido, en todo tipo de instrumentos y bienes de consumo. A continuación, se describe su funcionamiento basando el estudio en el diagrama de bloques de la Fig. 6.1.

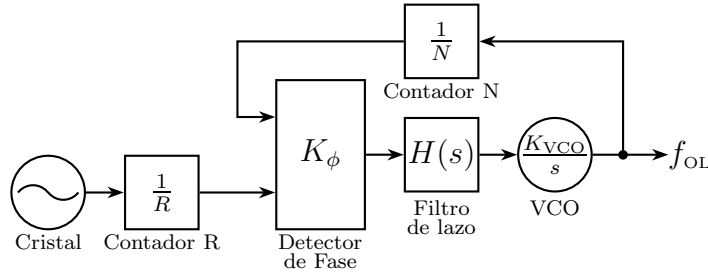


Figura 6.1: Diagrama de bloques básico de un PLL.

El PLL utiliza una referencia frecuencial muy estable, normalmente un cristal de cuarzo estabilizado en temperatura. Esta referencia se divide en frecuencia mediante un contador denominado R . Esta nueva señal es una de las entradas del comparador de fase y se denomina frecuencia de comparación (f_{comp}). El comparador de fase genera una corriente que tiene un valor en media proporcional al error de fase entre la frecuencia de comparación y la frecuencia del tono de salida después de dividirlo en frecuencia por el divisor N . La constante K_ϕ es la magnitud proporcional de la corriente que proporciona o extrae el multiplicador de tensión (*charge pump*) incluido dentro del comparador de fase. La tensión aplicada al oscilador controlado por tensión, o VCO¹, se puede encontrar multiplicando la media de corriente en continua por la impedancia de la función de transferencia del filtro de lazo, $H(s)$. El VCO está compuesto por un elemento activo que permite convertir tensión en frecuencia, caracterizado por una constante de proporcionalidad K_{VCO} . El filtro de lazo es un filtro paso-bajo que comúnmente se implementa con elementos concentrados, ya que la frecuencia de operación es relativamente baja (< 1 MHz), y su diseño suele ser específico para cada aplicación.

La tensión de control, o de *tunning*, ajusta la fase de salida del VCO tal que al dividirla por N , esta se iguale a la fase de la frecuencia de comparación. Puesto la fase es la integral de la frecuencia, esto implica que la frecuencia también se ajustará. La frecuencia de salida del PLL vendrá determinada por los divisores N y R según (6.2).

$$f_{OL} = \frac{N}{R} \cdot f_{xtal} \quad (6.2)$$

Si asumimos que tanto N como R tienen que ser números enteros, se desprende que la frecuencia de salida del PLL deberá ser múltiple de la frecuencia de comparación. Existen otro tipo de PLL denominados *fractional-N* que permiten que el registro N sea fraccional.

¹ Voltage Controlled Oscillator

6.3. Implementación del PLL

6.3.1. PLL ADF4360-5

Para realizar la implementación del oscilador local del receptor GNSS se ha utilizado el PLL ADF4360-5 con divisor N-entero de *Analog Devices*. En el chip están integrados tanto los divisores como el VCO. Este PLL está pensado para un rango entre 1200 y 1400 MHz programable mediante una interfaz serie de tres hilos. Podemos ver el diagrama del chip en la Fig. 6.2.

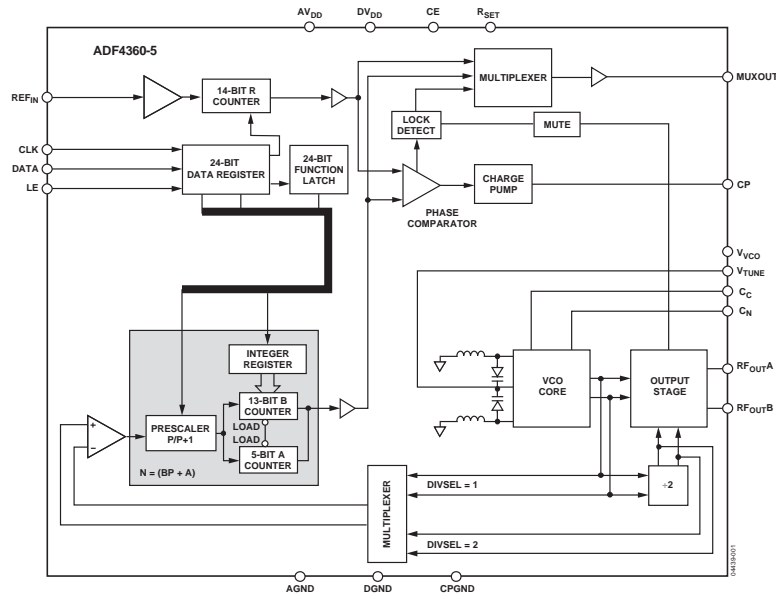


Figura 6.2: Diagrama de bloques del PLL integrado ADF4360-5 extraído del *datasheet* [2].

Una vez elegido el PLL que se utilizará, calculamos los divisores R y N necesarios para obtener el tono deseado a partir de la frecuencia de referencia. Si suponemos una frecuencia de referencia de 10 MHz y una frecuencia de comparación de 200 kHz, obtenemos según las ecuaciones (6.3) y (6.4) que, para la implementación de nuestro PLL, el divisor R debe tener un valor de 50, y el divisor N de 6918.

$$R = \frac{f_{ref}}{f_{comp}} \quad (6.3)$$

$$N = \frac{f_{OL}}{f_{comp}} \quad (6.4)$$

Para realizar la división necesaria, y poder comparar el tono de salida con la frecuencia de comparación, no es posible utilizar contadores directamente, ya que la implementación de los contadores mediante tecnología CMOS es demasiado lenta. Para

solucionar este problema, la implementación del divisor N para frecuencias generalmente superiores a los 400 MHz utiliza preescaladores. Concretamente en el PLL elegido se utiliza un *Dual Modulus Prescaler* que utiliza dos registros denominados A y B junto a un escalado $P/P+1$ seleccionable entre 8/9, 16/17 o 32/33. Podemos realizar el cálculo de estos contadores mediante la ecuación en (6.5).

$$N = (P + 1) \cdot A + P \cdot (B - A) = P \cdot B + A \quad (6.5)$$

Donde B es la división entera de N y P , y A es el módulo P de N , es decir, el resto de la división. Escogiendo un preescalado de 8/9, obtenemos que el valor de los registros B y A es de 864 y 6 respectivamente.

6.3.2. Filtro de lazo

Como se ha introducido, el diseño del filtro de lazo es importante, ya que fija muchas de las prestaciones del PLL. Como consecuencia el diseño del filtro es un compromiso entre ruido, tiempo de conmutación y rechazo a espurios de referencia [3].

El filtro utilizado en la implementación del OL es un filtro pasivo de tercer orden, ya que este aporta mejores características tanto de pureza espectral como de estabilidad, manteniendo una estructura sencilla. Podemos ver el circuito del filtro en la Fig. 6.3.

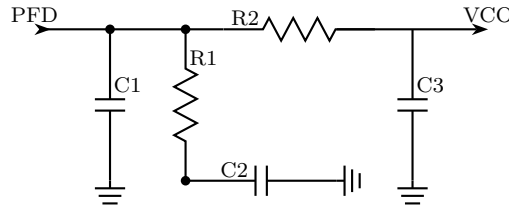


Figura 6.3: Circuito del filtro de lazo de tercer orden implementado.

Para realizar el cálculo de los elementos concentrados que componen el filtro, partimos de su impedancia ecuación (6.6), donde se tienen en consideración los tres polos y el cero que caracterizan la respuesta de este filtro.

$$Z(s) = \frac{1}{A_0} \cdot \frac{1 + s \cdot T_2}{s \cdot (1 + s \cdot T_1) (1 + s \cdot T_3)} \quad (6.6)$$

Para facilitar los cálculos posteriores, se rescribe la ecuación (6.6) según:

$$Z(s) = \frac{1 + s \cdot T_2}{s \cdot (A_2 \cdot s^2 + A_1 \cdot s + A_0)} \quad (6.7)$$

donde

$$A_0 = C_z + C_{p1} + C_{p2} \quad (6.8)$$

$$A_1 = C_2 \cdot C_3 \cdot R_2 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 + C_1 \cdot C_3 \cdot R_3 + C_2 \cdot C_3 \cdot R_3 \quad (6.9)$$

$$A_2 = C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot C_3 \cdot R_3 \quad (6.10)$$

$$T_2 = R_2 \cdot C_2 \quad (6.11)$$

Para realizar el cálculo de las constantes de tiempo, recurrimos al margen de fase, especificado como 180° más la fase de la función de transferencia, ecuación (6.12).

$$\phi = 180^\circ + \arctan(\omega_c \cdot T_2) - \arctan(\omega_c \cdot T_1) - \arctan(\omega_c \cdot T_3) \quad (6.12)$$

Donde ω_c es la frecuencia de corte y $T_{1,2,3}$ las constantes de tiempo del filtro.

Llegados a este punto, fijamos un valor de separación entre los polos 1 y 3 según (6.13), esto nos permite hallar, mediante la igualación a cero de la derivada del margen de fase, una relación entre T_2 y T_1 como vemos en la ecuación en (6.14).

$$T_3 = T_{31} \cdot T_1 \quad (6.13)$$

$$T_2 = \frac{\gamma}{\omega_c^2 \cdot T_1 \cdot (1 + T_{31})} \quad (6.14)$$

Donde γ es un factor de optimización que permite corregir la posición del cero para hallar el punto óptimo de funcionamiento.

Para poder determinar los componentes concentrados, aún necesitamos conocer el parámetro A_0 . Este parámetro se conoce como la capacidad total del filtro, pudiéndose intuir del resultado obtenido en la ecuación en (6.8). Este valor puede hallarse mediante el siguiente límite:

$$\lim_{s \rightarrow 0} Z(s) \quad (6.15)$$

Obteniendo para el caso del filtro de tercer orden estudiado:

$$A_0 = \frac{K_\phi \cdot K_{VCO}}{\omega_c^2 \cdot N} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega_c^2 \cdot T_2}{(1 + \omega_c^2 \cdot T_1) \cdot (1 + \omega_c^2 \cdot T_3)}} \quad (6.16)$$

Finalmente, entre las diferentes posibilidades para escoger los valores de los elementos concentrados, elegimos los valores calculados mediante las ecuaciones siguientes:

$$C_1 = \frac{A_2}{T_2^2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{T_2}{A_2} \cdot (T_2 \cdot A_0 - A_1)} \right) \quad (6.17)$$

$$C_3 = \frac{-T_2^2 \cdot C_1^2 + T_2 \cdot A_1 \cdot C_1 - A_2 \cdot A_0}{T_2^2 \cdot C_1 - A_2} \quad (6.18)$$

$$C_2 = A_0 - C_1 - C_3 \quad (6.19)$$

$$R_2 = \frac{T_2}{C_2} \quad (6.20)$$

$$R_3 = \frac{A_2}{C_1 \cdot C_3 \cdot T_2} \quad (6.21)$$

Una vez conocidas todas las expresiones, podemos calcular los elementos concentrados del filtro a partir de las especificaciones de la tabla 6.1.

Símbolo	Descripción	Valor	Unidades
f_c	Frecuencia de corte del filtro	2	kHz
ϕ	Margen de fase	45	grados
γ	Parámetro de optimización	1.136	-
K_ϕ	Ganancia del Multiplicador de tensión	2.5	mA
K_{VCO}	Ganancia del VCO	31	MHz/V
f_{OL}	Frecuencia de OL	1383.6	MHz
f_{comp}	Frecuencia de comparación	200	kHz
T_{31}	Proporción entre polos	0.28	-

Tabla 6.1: Especificación de parámetros para el cálculo de los componentes concentrados del filtro de lazo del PLL.

A partir de los valores especificados, calculamos primero los coeficientes intermedios. Podemos observar sus valores en la tabla 6.2.

Por último, con los coeficientes intermedios calculados en la tabla 6.2 y las ecuaciones (6.17-6.21), hallamos los componentes concentrados. En la tabla 6.3 están descritos estos elementos. En la tabla también se muestran los valores obtenidos mediante el programa ADIsimPLL, proporcionado por el fabricante del chip, y el valor de los elementos comerciales utilizados en la implementación real del filtro.

6.3.3. Cristal de referencia

Como se ha mencionado el cristal utilizado como referencia para el oscilador local tiene que ser muy estable para evitar tanto derivas frecuenciales como ruido de fase en el tono generado. Para ello se utiliza un oscilador de cristal con control tanto de temperatura como de tensión (VCTCXO), con una precisión de $\pm 0,5$ ppm, y una frecuencia nominal de 10 MHz. EL cristal elegido es el FOX801BLF de *FOX Electronics*. A la salida de este oscilador obtenemos una señal conocida como *Clipped Sine*, aceptada por el PLL escogido.

Símbolo	Descripción	Valor	Unidades
N	Valor del contador N		-
T_1	Polo del filtro de lazo	5.68	μs
T_2	Cero del filtro de lazo	445	ns
T_3	Polo del filtro de lazo	1.59	μs
f_1	frecuencia del polo T_1	28	kHz
f_2	frecuencia del cero T_2	3.57	kHz
f_3	frecuencia del polo T_3	100	kHz
A_0	Capacidad total	7.9	nF
A_1	Coef. de primer orden	$5.75 \cdot 10^{-5}$	nFs
A_2	Coef. de segundo orden	$7.15 \cdot 10^{-11}$	nFs ²

Tabla 6.2: Coeficientes intermedios utilizados para el cálculo de los elementos concentrados del filtro de lazo.

Elemento	Valor teórico	Valor ADIsimPLL	Valor comercial	Unidades
C_1	525.43	526	560	pF
C_2	7.14	7.15	6.8	nF
C_3	239.86	240	220	pF
R_2	6.24	6.24	6.8	k Ω
R_3	12.73	12.7	12	k Ω

Tabla 6.3: Valor de los elementos concentrados calculados teóricamente, mediante el programa de simulación ADIsimPLL v3.1 y valores comerciales utilizados en la implementación.

6.4. Programación del PLL

Es necesario programar los registros del PLL cada vez que este se enciende, por lo que es imprescindible la utilización de un dispositivo capaz de programarlo automáticamente al encender el receptor. La interfaz de programación utilizada por el PLL es una interfaz común de comunicación entre dispositivos con poco volumen de tráfico, y baja tasa de transmisión; conocida como *3-wire interface*, o interfaz de tres hilos. Los tres hilos utilizados tienen las funciones de transmitir: un reloj de sincronización, los datos y una señal de confirmación.

Aunque la programación mediante el uso de un ordenador es sencilla, y además el fabricante del PLL proporciona una herramienta de programación, no es cómoda puesto requiere en todo momento la utilización de un ordenador, así como de un operario que ejecute el programa cada vez que este sea requerido. Para automatizar el proceso de carga de los registros en el PLL, se ha decidido utilizar un microcontrolador Atmega168 de *Atmel*. Este microcontrolador nos permite programar el PLL cada vez que encendemos el dispositivo, relegando la programación manual mediante ordenador para la realización de pruebas y test puntuales.

La elección de este dispositivo obedece al gran interés que ha despertado debido a su utilización en el proyecto *open source* Arduino [4]. Mediante este proyecto obtenemos una interfaz de programación que nos permite desarrollar de forma rápida, y sencilla, cualquier tipo de aplicación basada en este dispositivo.

El dispositivo Atmega168 pertenece a la familia de microcontroladores de 8 bit AVR, desarrollada con la intención de facilitar la ejecución de código compilado mediante el lenguaje de programación C. Entre las características destacables de este microcontrolador se encuentran su bajo consumo, 16 kB de memoria Flash, un rango de alimentación entre 1.8 y 5.5 V, conversores ADC de 10 bits, 23 pines para I/O digital, y una de las características más interesantes para este trabajo, el bus de interfaz serie SPI compatible con la interfaz *3-wire* de nuestro PLL.

La programación del PLL requiere de la escritura de tres registros de 24 bits. El primer registro denominado *control latch*, o registro de control (Fig. 6.4), contiene la mayor parte de los bits destinados a la configuración del dispositivo. El registro *N counter Latch*, o registro del contador *N*, permite programar los valores de los contadores *A* y *B*. Por último, el registro *R counter latch*, o registro del contador *R*, contiene el valor del divisor *R* (bits R14 a R1).

PRESCALER VALUE		POWER-DOWN 2	POWER-DOWN 1	CURRENT SETTING 2			CURRENT SETTING 1			OUTPUT POWER LEVEL		MUTE-TILL-ID	CP GAIN	CP THREE-STATE	PHASE DETECTOR POLARITY	MUXOUT CONTROL			COUNTER RESET	CORE POWER LEVEL		CONTROL BITS	
DB23	DB22	DB21	DB20	DB19	DB18	DB17	DB16	DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
P2	P1	PD2	PD1	CP16	CP15	CP14	CP13	CP12	CP11	PL2	PL1	MTLD	CPG	CP	PDP	M3	M2	M1	CR	PC2	PC1	C2(0)	C1(0)

Figura 6.4: Registro de control.

DIVIDE-BY-2 SELECT	DIVIDE-BY-2	CP GAIN	13-BIT B COUNTER													RESERVED	5-BIT A COUNTER					CONTROL BITS	
DB23	DB22	DB21	DB20	DB19	DB18	DB17	DB16	DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
DIVSEL	DIV2	CPG	B13	B12	B11	B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	RESV	A5	A4	A3	A2	A1	C2(1)	C1(0)

Figura 6.5: Registro del contador N.

RESERVED	RESERVED	BAND SELECT CLOCK		TEST MODE BIT	LOCK DETECT PRECISION	14-BIT REFERENCE COUNTER																CONTROL BITS	
DB23	DB22	DB21	DB20	DB19	DB18	DB17	DB16	DB15	DB14	DB13	DB12	DB11	DB10	DB9	DB8	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
RSV	RSV	BSC2	BSC1	TMB	LDP	ABP2	ABP1	R14	R13	R12	R11	R10	R9	R8	R7	R6	R5	R4	R3	R2	R1	C2(0)	C1(1)

Figura 6.6: Registro del contador R.

Los tres registros contienen dos bits de control (C2 y C1) que permiten al chip reconocer que registro se está programando.

Es importante que la programación del PLL se lleve a cabo en el orden en que se indica en el diagrama de la Fig. 6.7, poniendo especial cuidado en la programación del registro del contador N que deberá ser enviado como mínimo 5 ms más tarde que el registro de control para que dé tiempo al chip a eliminar la respuesta transitoria producida en el encendido.

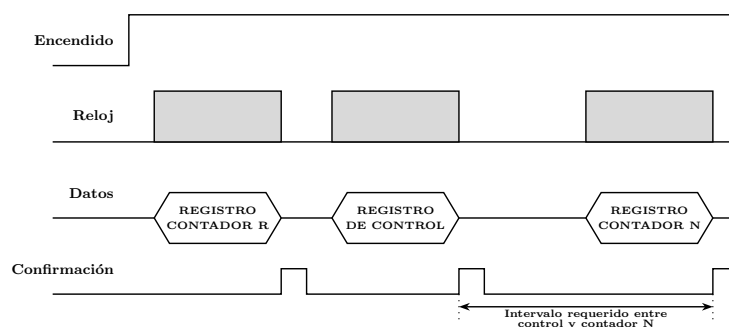


Figura 6.7: Secuencia de programación para el chip ADF4360-5.

El programa realizado implementa la siguiente secuencia:

- **Configuración del programador:** En esta fase se configuran las salidas destinadas a enviar las señales al PLL, así como la configuración del bus SPI que realizará la interfaz de tres hilos.
- **Envío de los datos:** Una vez configurado el bus SPI, tan solo se debe realizar el envío de los datos mediante el desplazamiento lateral bit a bit de los registros guardados en memoria. El propio microcontrolador se encarga de generar la señal de reloj y el pulso de validación
- **Modo de bajo consumo:** Una vez el microcontrolador ha realizado su tarea, hacemos que entre en modo de bajo consumo (*sleep mode*) hasta la próxima activación del receptor.

Los registros programados tienen el valor que podemos ver en la tabla 6.4. Cabe destacar el preescalado 8/9 utilizado (registro de control, bits 23:22, valor b'00'), la potencia de salida de -3 dBm (registro de control, bits 13:12, valor b'11'), la visualización del estado del lazo (registro de control, bits 7:5, valor b'001'), el contador B con valor 864 (registro N, bits 20:8, valor b'0001101100000'), el contador A con valor 6 (registro N, bits 6:2, valor b'00110') y el contador R con valor 50 (registro R, bits 15:2, valor b'00000000110010').

6.5. Fabricación del Oscilador Local

Podemos observar el oscilador local fabricado mediante PLL en la Fig. 6.8, en el apéndice 6.9.1 se encuentra el circuito utilizado y en el apéndice 6.9.3 el *layout* realizado

Valor de los registros programados	
Registro de control	0000 1111 1111 0001 0010 0000
Registro N	0000 0011 0110 0000 0001 1010
Registro R	0000 0000 0000 0000 1100 1001

Tabla 6.4: Valor binario de los registros requeridos para programar el PLL.

con *Agilent momentum*. De cara a la miniaturización del dispositivo, se ha intentando compactar lo máximo posible el diseño, acercando todos los componentes concentrados al chip. De nuevo se han utilizado resistencias, condensadores y bobinas SMD². En la parte inferior derecha de la fotografía se puede observar el encapsulado metálico del cristal VCTXCO que sirve como referencia frecuencial para el PLL.

De nuevo el reducido tamaño del encapsulado del chip ADF4360-5, con cuatro milímetros de lado y tan solo 270 μm de *pitch*, ha requerido de soldadura mediante pasta EPOXY.

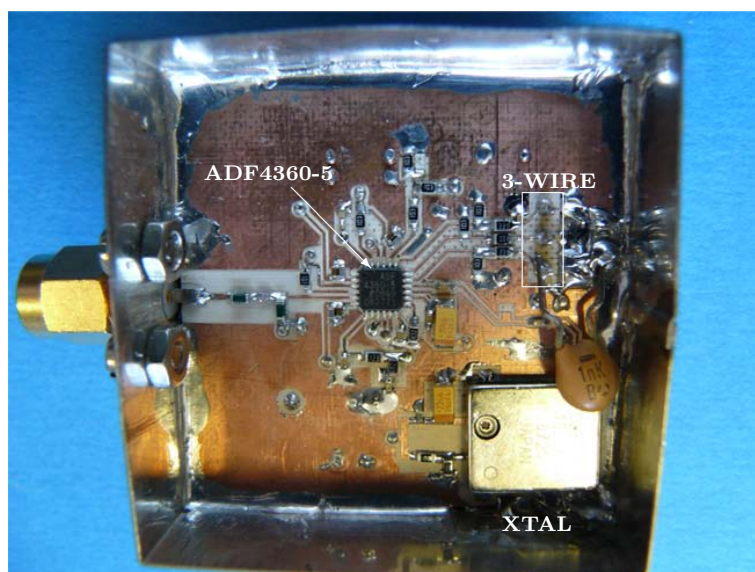


Figura 6.8: Fotografía de la cara superior del PLL implementado.

La implementación del programador mediante el microcontrolador Atmega168 es mucho menos compleja, y se ha tenido en cuenta la posibilidad de incrementar la utilidad del dispositivo mediante la prolongación de todos sus pines de entrada/salida. De esta forma en cualquier momento se pueden añadir nuevas funcionalidades al programa, tales como el control del estado del PLL, del ADC, del demodulador IQ, o la adición de sensores/actuadores de temperatura entre otros.

²Surface Mounted Device

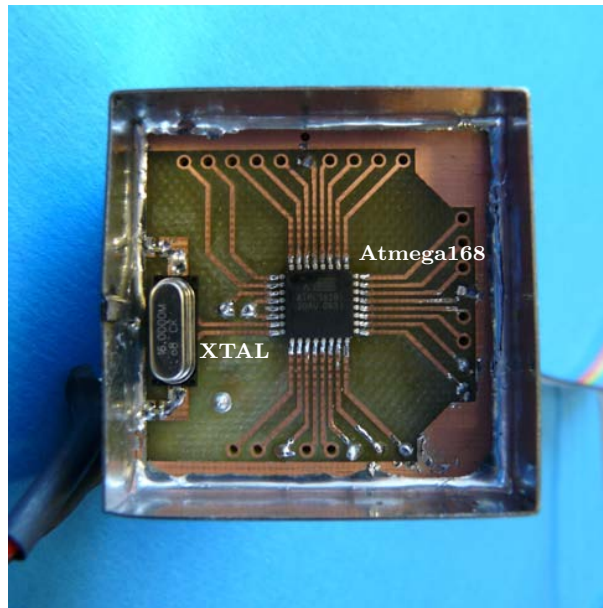


Figura 6.9: Fotografía de la implementación del programador del PLL mediante el microcontrolador Atmega168.

De nuevo, con el fin de miniaturizar el receptor, se ha optado por la utilización de un encapsulado TQFP³ de nueve milímetros de lado y 400 μm de *pitch*.

Es de especial interés destacar que la fabricación de los dos dispositivos en bloques separados conlleva problemas de integridad de señal al conectar ambos circuitos mediante un cable de cinta plana. Para solventar este problema es necesario añadir condensadores en la interfaz de programación, que eliminen efectos transitorios como el *ringing*. Podemos observar en la Fig. 6.9 el condensador cerámico de tecnología THD⁴ de 1 nF colocado en el bus de programación. Este efecto es más perjudicial en el conexionado de reloj, ya que este, al tener la frecuencia de trabajo más elevada, presenta los mayores problemas de integridad.

En la Fig. 6.10 observamos los dos dispositivos que componen el oscilador local, correspondientes al PLL (derecha) y al programador (izquierda). También podemos observar los tres cables de programación que conectan ambos dispositivos.

En términos de consumo, el integrado ADF4360-5 está alimentado a 3.3 V con un consumo de 65 mA cuando se encuentra enganchado, mientras que el microcontrolador está alimentado a 5 V con un consumo de 40 mA cuando esta activo.

³Thin Quad Flat Pack

⁴Through-Hole Device

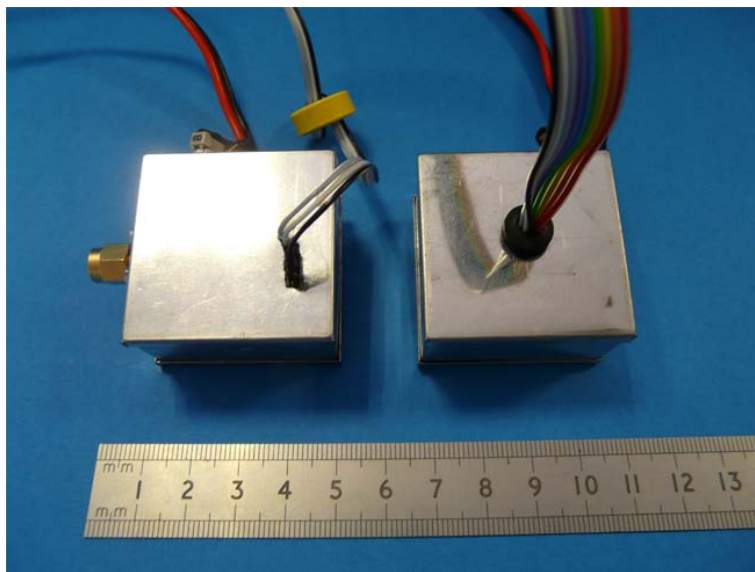


Figura 6.10: Fotografía del oscilador local completo, compuesto por el PLL y el programador.

6.6. Validación del oscilador local implementando

Una vez diseñados y contruidos los dispositivos, realizamos diferentes tests que nos permiten caracterizar, y validar el correcto funcionamiento del oscilador local.

6.6.1. Espurios

Uno de problemas que ocasiona que el PLL no sea únicamente el tono deseado son los denominados espurios. Aunque existen diferentes causas por la que estos pueden aparecer, los más comunes, y los que hallamos en la respuesta del PLL implementado, son los denominados espurios de referencia que se encuentran a múltiples enteros de la frecuencia de comparación.

Estos espurios suelen estar ocasionados por fugas o desadaptaciones en el multiplicador de tensión, y sus características pueden variar según la configuración de la frecuencia de comparación y la respuesta del filtro de lazo.

Como se ha introducido, los espurios que encontramos en la respuesta del PLL son espurios de referencia, y en consecuencia estos están distribuidos a múltiples de la frecuencia de comparación de valor 200 kHz. Podemos observar este comportamiento en la respuesta de la Fig. 6.11. Apreciamos que el nivel de los espurios es de -64.34 dBc, valor que concuerda con los -65dBc que especifica el *datasheet* del PLL.

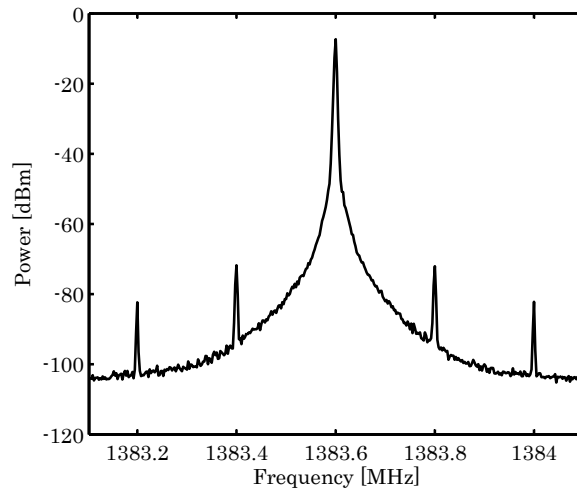


Figura 6.11: Captura de los espurios del PLL utilizando un ancho de banda de resolución de 3 kHz, un ancho de banda de resolución de video de 3kHz, un span de 1 MHz y un tiempo de barrido de 226 ms.

6.6.2. Ruido de fase

El ruido de fase es el factor más importante en la caracterización de un PLL, ya que nos indica la pureza con la que este genera el tono deseado. Este ruido es un computo de diferentes factores: divisor N , frecuencia de comparación, ruido $1/f$, ganancia del multiplicador de tensión, ruido del VCO, ruido térmico...

El ruido de fase se indica en dB/Hz, por lo que para extraer este valor de las medidas se utiliza la ecuación (6.22).

$$\text{Ruido de fase} = P_{\text{portadora}} - P_{\text{ruido}} - 10 \cdot \log_{10}(RBw) \quad (6.22)$$

En la tabla 6.5 encontramos una comparación entre los valores proporcionados por el *datasheet*, y las medidas realizadas (Fig. 6.12). Observamos que en las medidas realizadas a 100 kHz y 1 MHz, los datos concuerdan con los valores especificados mientras que para el caso de 1kHz, obtenemos un comportamiento notablemente inferior. Esto es ocasionado por el ruido interno del propio instrumento de medida.

Frecuencia	Ruido Datasheet	Ruido Medido	Unidades
1 kHz	-87	-65	dBc/Hz
100 kHz	-110	-115	dBc/Hz
1 MHz	-133	-135	dBc/Hz

Tabla 6.5: Comparación de las características de ruido del PLL entre el *datasheet* y los resultados medidos.

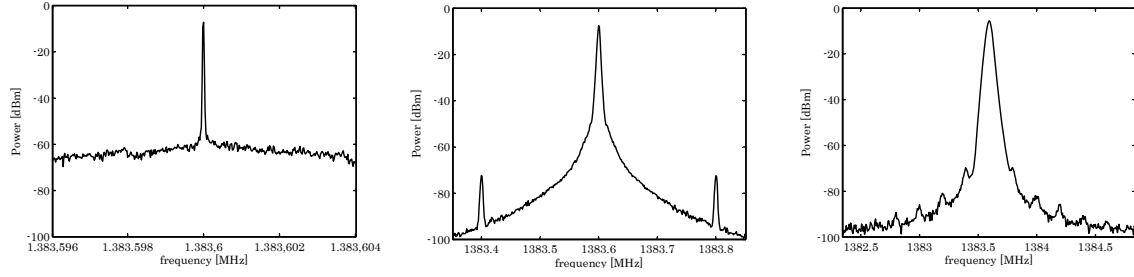


Figura 6.12: Medidas para realizar el cálculo del ruido de fase. (a) -70dBc/Hz @ 1kHz , $B_w = 30\text{ Hz}$, $VB_w = 30\text{ Hz}$ y $\text{span} = 8\text{kHz}$. (b) -115dBc/Hz @ 100 kHz , $B_w = 3\text{ kHz}$, $VB_w = 3\text{ kHz}$ y $\text{span} = 500\text{ kHz}$. (c) -135dBc/Hz @ 1 MHz , $B_w = 30\text{ kHz}$, $VB_w = 30\text{kHz}$ y $\text{span} = 2.5\text{ MHz}$.

6.6.3. Deriva frecuencial

Otra de las características del oscilador local es su deriva frecuencial con el tiempo. Para realizar esta prueba se ha realizado una medida conectando el PLL a un analizador de espectros durante un período de 2 horas, obteniendo una deriva de 50.5 Hz , tal y como se observa en la Fig. 6.13.

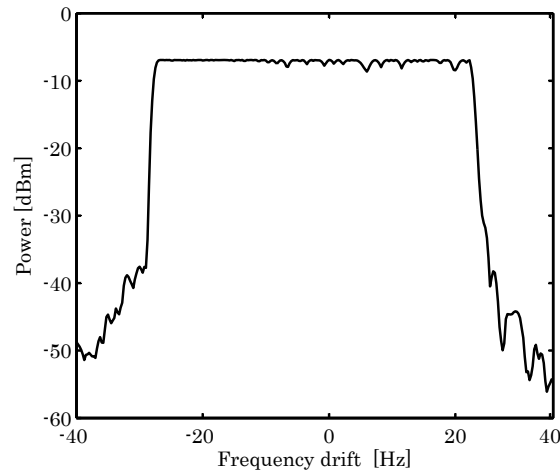


Figura 6.13: Deriva del oscilador local medida en un período de 2 horas.

6.7. Conclusiones

En este capítulo se ha podido ver el desarrollo teórico para el diseño del oscilador local implementando mediante un bucle de seguimiento de fase, o PLL.

Después de desarrollar las ecuaciones teóricas del PLL, se implementa mediante el chip ADF4360-5, el cual lleva integrados la mayor parte de los dispositivos necesarios.

La programación del PLL se realiza mediante un microcontrolador Atmega168 que se encarga de suministrar, en la puesta en marcha del receptor, los datos necesarios para fijar la frecuencia requerida por nuestra aplicación.

Las medidas del PLL implementado ponen de manifiesto un buen comportamiento, tanto en estabilidad, en deriva frecuencial como en ruido de fase.

6.8. Bibliografía

- [1] D. Pozar, *Microwave and RF design of wireless systems*. John Wiley & Sons, Inc. New York, NY, USA, 2000.
- [2] A. Devices, “Datasheet: Integrated Synthesizer and VCO ADF4360-5,”
- [3] D. Banerjee, *PLL performance, simulation and design*. Dog Ear Pub Llc, 2006.
- [4] “Arduino open-source project, web: <http://www.arduino.cc/>,”

6.9. Apéndices al capítulo 6

6.9.1. Circuito del oscilador local

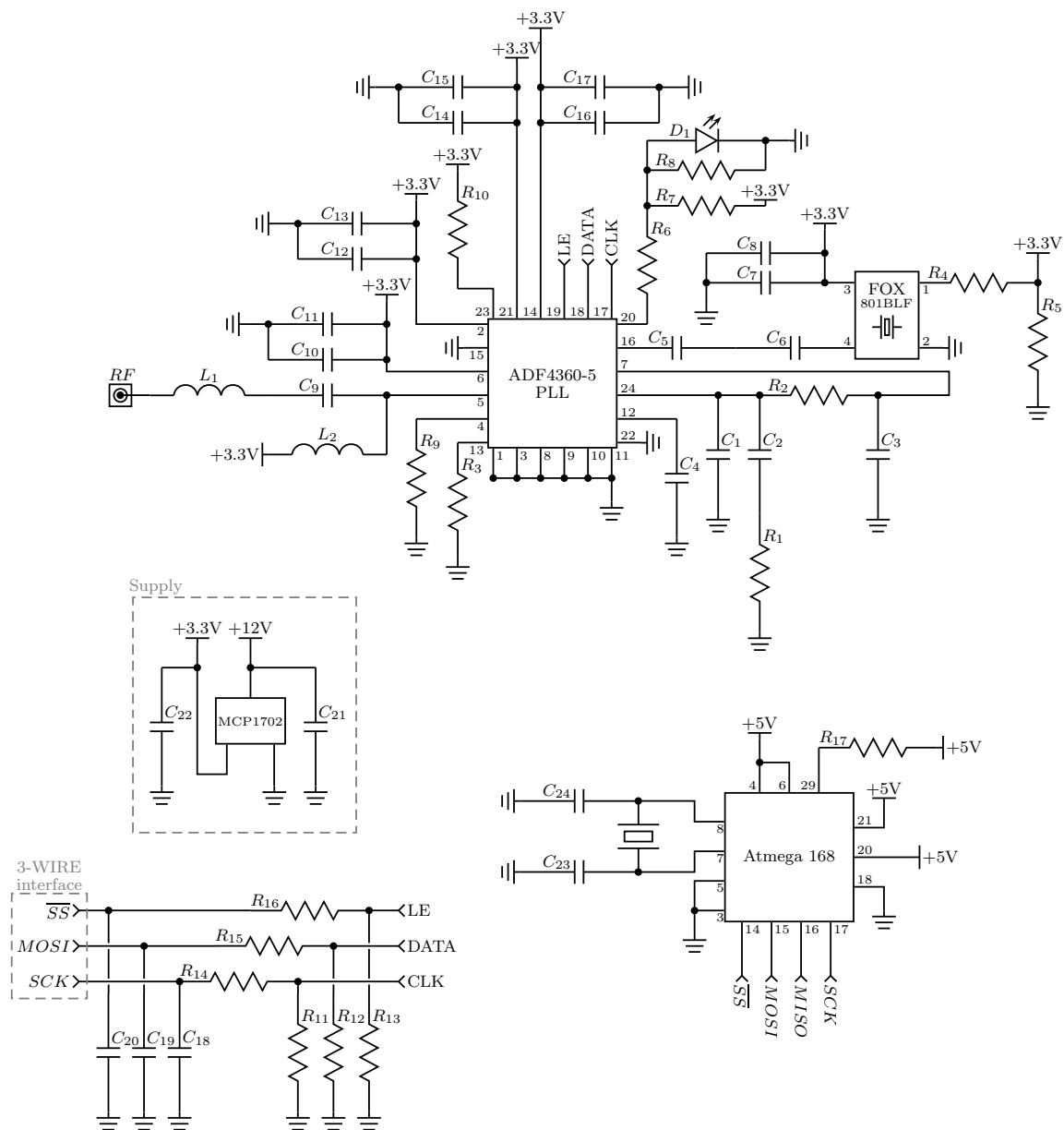


Figura 6.14: Circuito diseñado para la implementación del oscilador local.

6.9.2. Relación de componentes

Relación de componentes				
Nombre	Tipo	Valor	Referencia	Package
U1	PLL con VCO	-	ADF4360-5	CP-24-2
U2	Cristal de ref.	VCTCXO	FOX801BLF	-
U3	Regulador de T.		MCP-1702	SOT-23A
C1	condensador	560 pF	-	0402
C2	condensador	6.8 nF	-	0402
C3	condensador	220 pF	-	0402
C4	condensador	10 nF	-	0402
C5, C6, C18	condensador	1 nF	-	0402
C7, C10, C12, C14, C16	condensador	10 pF	-	0402
C8, C21, C22	condensador+	4.7 μ F	-	CASE-A
C9	condensador	3.9 pF	-	0402
C11, C13, C15, C17	condensador+	0.1 μ F	-	CASE-A
C19, C20	condensador	100 pF	-	0402
C21	condensador	-	-	0402
C22	condensador	5.6 pF	-	0402
C23, C24	condensador	22 pF	-	0402
R1	resistencia	6.8 k Ω	-	0603
R2	resistencia	12 k Ω	-	0603
R3	resistencia	47 k Ω	-	0603
R4, R5, R6, R6, R8, R10, R11, R12, R13, R17	resistencia	10 k Ω	-	0603
R9	resistencia	50 Ω	-	0603
R14, R15, R16	resistencia	330 Ω	-	0603
L1	inductancia	5.1 nH	-	0603
L2	inductancia	47 nH	-	0603

Tabla 6.6: Relación de componentes del oscilador local implementado.

6.9.3. Layout del PLL implementado

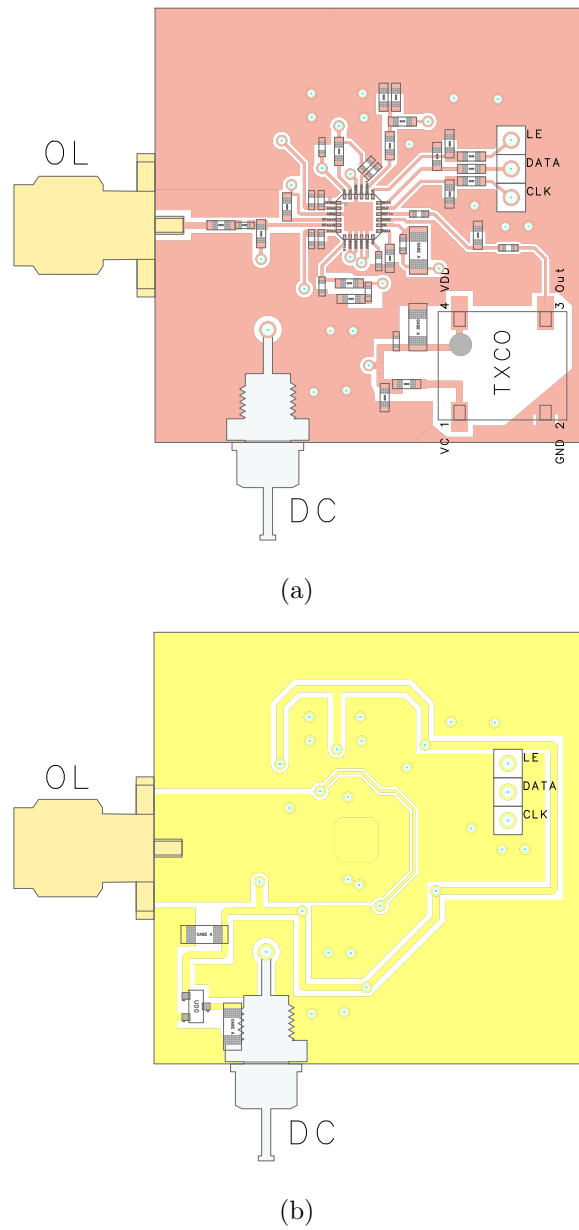
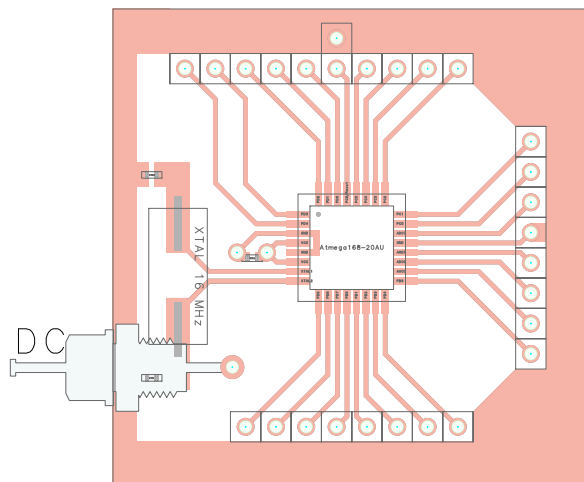
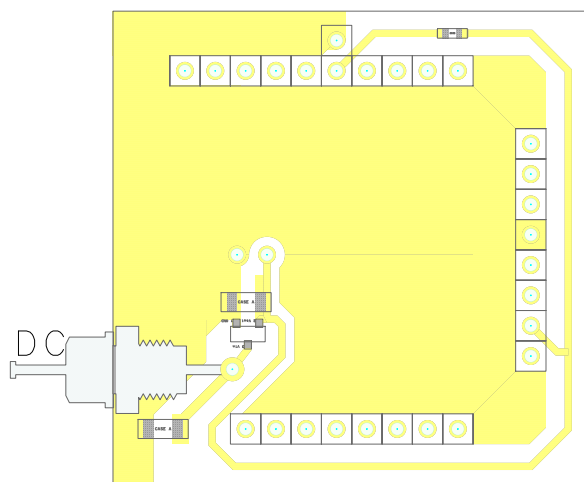


Figura 6.15: Vista superior del *layout* en *Agilent Momentum* del PLL implementado: (a) cara superior y (b) cara inferior.

6.9.4. Layout del programador implementado



(a)



(b)

Figura 6.16: Vista superior del *layout* en *Agilent Momentum* del programador implementado: (a) cara superior y (b) cara inferior.

6.9.5. Computo del coste del oscilador local

El siguiente es un cálculo aproximado del precio total del oscilador local sin tener en cuenta los componentes no necesarios en la integración final del receptor como conectores SMA ó la caja metálica.

Computo de coste				
Nombre	Referencia	Cantidad	Coste [€/u]	Coste [€]
PLL integrado	ADF4360-5	1	6.06	6.06
Cristal (XTAL)	FOX801BLF	1	8.03	8.03
Microcontrolador	Atmega168	1	5.81	5.81
Regulador de T.	MCP-1702	1	0.78	0.78
Substrato	RO3010C	0.016	300 ⁵	3.45
<i>R-L-C</i>	varios	varios	3	3
			Total	27.13€

Tabla 6.7: Computo del coste del oscilador local implementado.

⁵300€ cada plancha de material de 12"x18"

Capítulo 7

Amplificadores

En esta capítulo se describen y caracterizan los amplificadores utilizados en la cabeza de recepción. El diseño de todos los amplificadores aquí presentados forma parte de un proyecto previo de prototipado [1]. En el apéndice se presenta el compute del coste de cada amplificador.

7.1. Amplificador de bajo ruido

Como hemos visto el primer elemento de la cadena de recepción es un amplificador de bajo ruido, o LNA. Como su nombre indica este elemento de la cadena tiene como principal característica su bajo factor de ruido. En general un LNA no tiene un valor de amplificación muy elevado, ya que el transistor que lo compone esta especialmente optimizado para reducir el ruido. Podemos apreciar este dispositivo en la Fig. 7.1. En este caso, el amplificador implementado está constituido por un transistor NPN de

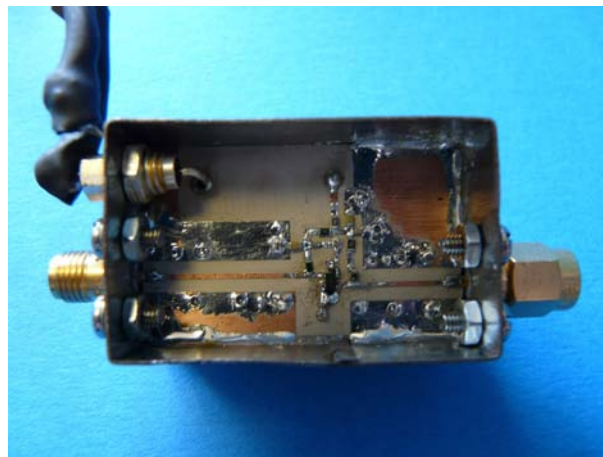


Figura 7.1: Fotografía del amplificador LNA utilizado en el receptor.

silicio-germanio BFP640 de *Infineon technologies* [2]. Este dispositivo está especialmente indiciado para aplicaciones con elevada ganancia y factores de ruido reducidos.

Antes de proceder al diseño del amplificador, se deben estudiar las características de estabilidad y ruido del transistor para realizar una adaptación correcta que nos permita optimizar, en este caso, la figura de ruido del amplificador. En primer lugar se presentan los círculos de estabilidad y ruido para la banda E5 en la Fig. 7.2 (a), y para la banda E1 en la Fig. 7.2 (b). Estos círculos nos permiten estudiar de forma gráfica el resultado de la optimización del dispositivo, y poder escoger que punto de adaptación es el más indicado para implementar el amplificador.

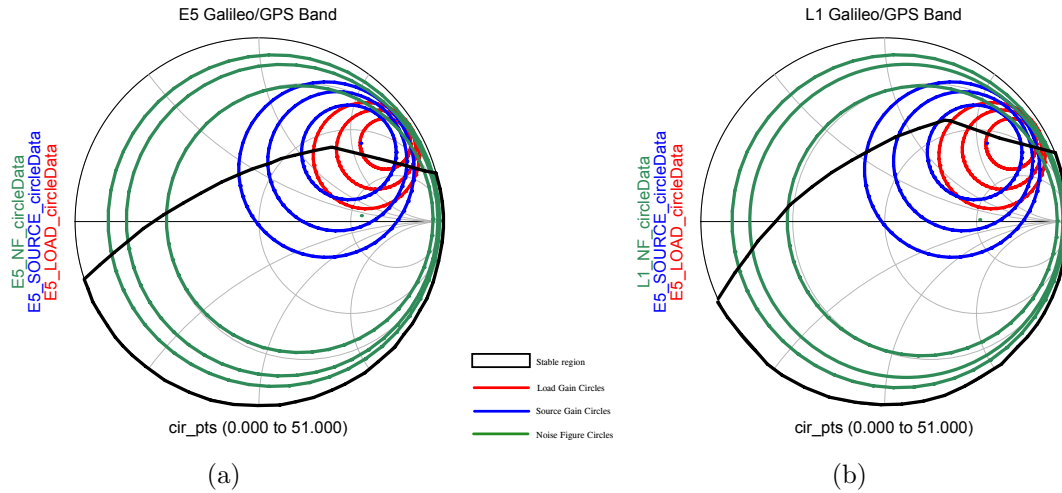


Figura 7.2: Estudio de los círculos de ganancia, ruido y estabilidad del transistor de bajo ruido BFP640 de *Infineon technologies*.

En los círculos, se aprecia que la figura de ruido del transistor ha sido optimizada en su diseño, puesto los círculos están prácticamente centrados a 50Ω en la carta de Smith, obteniendo un rango elevado de posibles adaptaciones con un factor de ruido reducido para las bandas de interés. Sin embargo, de las graficas también se obtiene que a cambio de obtener un bajo factor de ruido, han aparecido grandes zonas de inestabilidad en el transistor, que deberán ser evitadas en el diseño de las redes de adaptación, con la finalidad de evitar que el amplificador empiece a oscilar, dejando de trabajar como amplificador y con el posible riesgo de dañar el transistor, así como otros dispositivos activos del receptor. En la Fig. 7.3 (a), observamos la figura de ruido del transistor, donde se observa la mínima figura de ruido del transistor, así como la figura de ruido obtenida mediante la adaptación llevada a cabo, donde se observa el valle consecuencia de la adaptación en banda ancha realizada.

El diseño de este amplificador ha sido realizado en banda ancha con la finalidad de amplificar las dos bandas de trabajo a la vez, dejando la selección en frecuencia a los filtros de RF. Podemos ver los parámetros S de la respuesta de este amplificador en la Fig. 7.3 (b).

En la tabla 7.1 se encuentran las especificaciones del amplificador de bajo ruido.

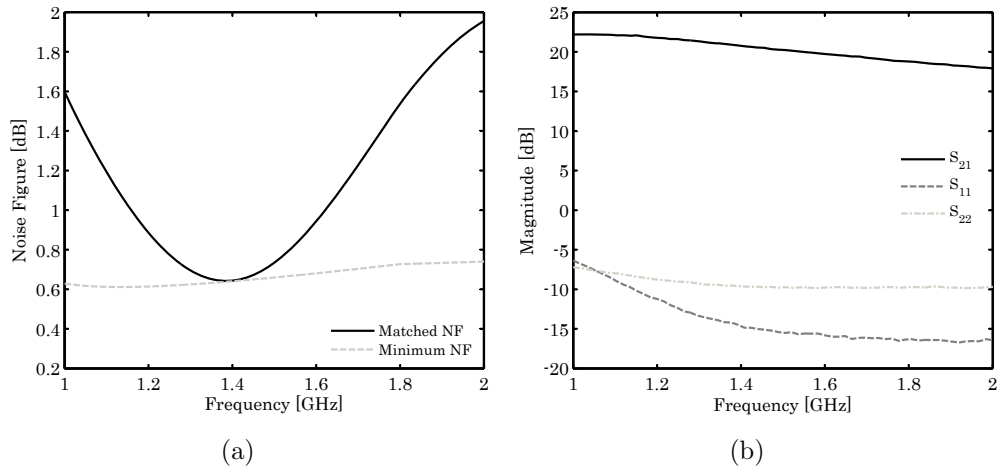


Figura 7.3: Parámetros S del amplificador de bajo ruido.

Especificaciones del amplificador de bajo ruido			
Parámetro	Valor @ E5	Valor @ E1	Unidades
Ganancia	21.8	19.9	dB
Figura de ruido	1.52	1.05	dB
Adaptación S_{11}	-11.1	-15.6	dB
Adaptación S_{22}	-8.7	-9.8	dB
IP_1	13		dBm
IP_3	26.5		dBm
Dimensiones	20×20		mm×mm
Alimentación	12		V
Consumo	31		mA

Tabla 7.1: Especificaciones para el amplificador de bajo ruido (LNA).

7.2. Amplificador de RF

El siguiente bloque amplificador de la cadena es el amplificador de RF, que tiene como objetivo proporcionar el resto de la amplificación de la etapa de radio frecuencia. En este bloque de amplificación no es tan relevante la figura de ruido, ya que está condicionada por el amplificador de bajo ruido colocado en primer lugar.

En este bloque se utilizan dos amplificadores monolíticos pre-adaptados basados en transistores InGaP HBT¹ ERA-5SM+ de *Mini-Circuits* dispuestos en cascada [3]. Podemos ver el amplificador en la Fig. 7.4 (a).

Podemos ver los parámetros S resultantes del bloque amplificador en la Fig. 7.4 (b).

¹Heterojunction Bipolar Transistor

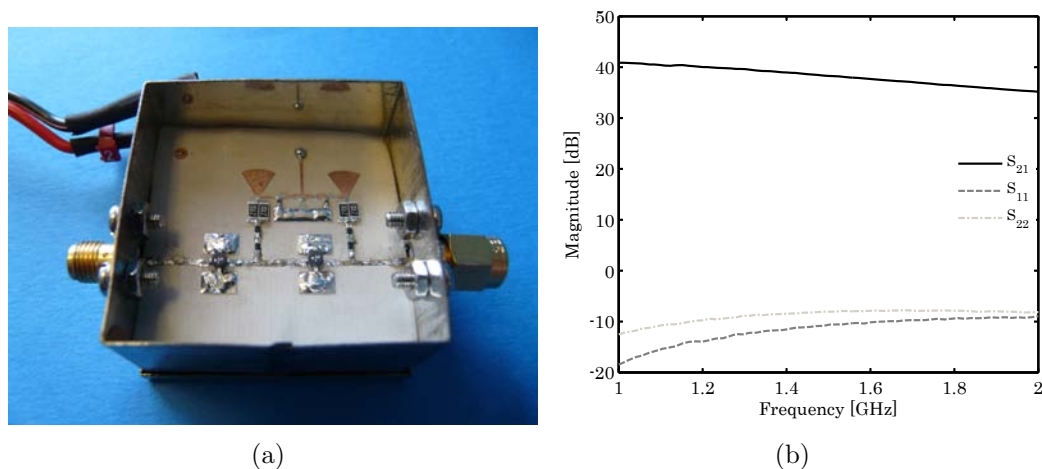


Figura 7.4: (a) Fotografía del bloque amplificador de RF. (b) Parámetros S del amplificador de RF

El resumen de sus especificaciones queda recogido en la tabla 7.2.

Especificaciones del amplificador de RF			
Parámetro	Valor @ E5	Valor @ E1	Unidades
Ganancia	40.1	37.6	dB
Figura de ruido	3.5	3.8	dB
Adaptación S_{11}	-9.8	-7.9	dB
Adaptación S_{22}	-13.9	-10.4	dB
IP_1	-7.9		dBm
IP_3			dBm
Dimensiones	30×30		mm×mm
Alimentación	12		V
Consumo	115		mA

Tabla 7.2: Especificaciones para el bloque amplificador de RF.

7.3. Amplificadores de FI

Por último se presentan los amplificadores de frecuencia intermedia, encargados de amplificar la señal en la etapa de FI. En este caso se ha utilizado también una doble etapa de amplificación basada en dos transistores InGAP HBT pre-adaptados MAR-8ASM+ de *Mini-Circuits* [4]. De manera adicional se ha añadido un filtro paso-bajo, LFCN-225D+ de *Mini-Circuits* con frecuencia de corte 350 MHz [5], en la entrada, y otro en la salida, para asegurar la eliminación de cualquier señal indeseada introducida por el mezclador (Fig. 7.5 (a)).

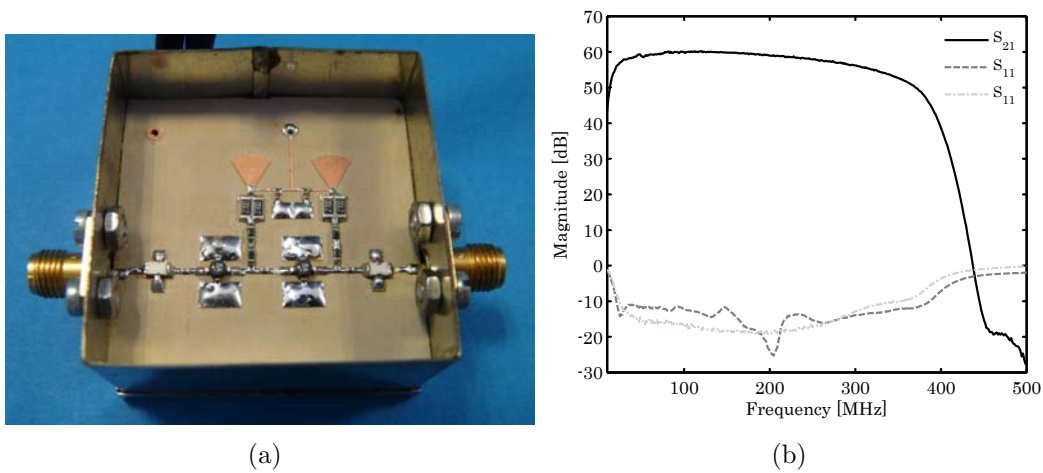


Figura 7.5: (a) Fotografía del bloque amplificador de IF. (b) Parámetros S del amplificador de IF.

Aunque en frecuencia intermedia los efectos son más controlables, debido a la alta ganancia de estos amplificadores se vuelve a utilizar la misma técnica de optimización para evitar inestabilidades utilizada en el bloque de amplificación en RF. Podemos ver los parámetros S de la respuesta de los amplificadores en la Fig. 7.5 (b), así como el resumen de especificaciones en la tabla 7.3.

Especificaciones del amplificador de IF		
Parámetro	Valor @ IF	Unidades
Ganancia	59	dB
Figura de ruido	3.12	dB
Adaptación S_{11}	-20.6	dB
Adaptación S_{22}	-19.2	dB
IP_1	-17	dBm
IP_3	-5	dBm
Dimensiones	30×30	mm×mm
Alimentación	12	V
Consumo	110	mA

Tabla 7.3: Especificaciones para el bloque amplificador de IF.

7.4. Conclusiones

En este capítulo se han presentado los diferentes amplificadores, y sus características más importantes, utilizados en el receptor dual Galileo/GPS. Se puede ver que los amplificadores utilizados son amplificadores de propósito general adaptados a las necesidades del proyecto. La mayor limitación a tener en consideración para una futura implementación es la baja adaptación que presentan los amplificadores de la etapa de radio frecuencia.

7.5. Bibliografía

- [1] O. Moyano, “GNSS ARRAY1: Diseño e integración de un FRONT-END de RF aplicado al uso de Receptores de Array en el sistema Galileo,” *ETSE (UAB)*, 2008.
- [2] Infineon technologies, “Datasheet: NPN Silicon Germanium RF Transistor: BFP640,”
- [3] Mini-Circuits, “Datasheet: Surface Mount Monolithic Amplifier DC-4GHz: ERA-5SM+,”
- [4] Mini-Circuits, “Datasheet: Surface Mount Monolithic Amplifier DC-1GHz: MAR-8ASM+,”
- [5] Mini-Circuits, “Datasheet: Ceramic Low Pass Filter: LFCN-225+,”

En los siguientes apartados se presenta el computo de coste de los diferentes amplificadores, sin tener en cuenta los componentes no necesarios en la integración final del receptor, como conectores SMA ó la caja metálica.

7.5.1. Computo del coste del amplificador de bajo ruido (LNA)

Computo de coste				
Nombre	Referencia	Cantidad	Coste [€/u]	Coste [€]
Transistor	BFP640	1	1.42	1.42
Regulador de T.	L78M05	1	0.66	0.66
Substrato	RO3010C	0.016	300 ²	3.45
<i>R-L-C</i>	varios	varios	3	3
			Total	5.53€

Tabla 7.4: Computo del coste del amplificador LNA implementado.

7.5.2. Computo del coste del amplificador de RF

Computo de coste				
Nombre	Referencia	Cantidad	Coste [€/u]	Coste [€]
Transistor	ERA-3SM+	2	2.2	4.4
Regulador de T.	L78M05	1	0.66	0.66
Substrato	RO3010C	0.016	300 ²	3.45
<i>R-L-C</i>	varios	varios	1	1
			Total	9.51€

Tabla 7.5: Computo del coste del amplificador de RF implementado.

7.5.3. Computo del coste del amplificador de IF

Computo de coste				
Nombre	Referencia	Cantidad	Coste [€/u]	Coste [€]
Transistor	MAR-8ASM+	2	2.51	5.02
Filtro LPF	LFCN-225++	2	10.74	21.48
Regulador de T.	L78M05	1	0.66	0.66
Substrato	RO3010C	0.016	300 ²	3.45
<i>R-L-C</i>	varios	varios	1	1
			Total	31.61€

Tabla 7.6: Computo del coste del amplificador de IF implementado.

²300€ cada plancha de material de 12"x18"

Capítulo 8

Conversor analógico digital

8.1. Introducción

En este capítulo se trata la conversión del dominio analógico al digital, es decir, el muestreado. Este proceso se realiza mediante dispositivos conocidos como conversores analógico/digitales o ADCs. Existen diferentes arquitecturas que permiten digitalizar una señal tales como: conversores basados en conversión directa, en aproximaciones sucesivas, de rampa, Sigma-Delta entre otros.

Cabe destacar que las especificaciones de nuestra aplicación son bastante exigentes, ya que como se ha visto la frecuencia intermedia que se utiliza es de 191.75 MHz con un gran ancho de banda, 50 MHz en el caso limite. Adicionalmente tenemos dos canales como resultado del mezclado de las bandas E5 y E1, por lo que se requerirá el uso de dos conversores, o bien como veremos, de un conversor dual.

Como resultado de un proyecto anterior [1], se posee un conversor analógico digital de 8 bits basado en un chip ADC08D500 de *National Semiconductors*. Este ADC tiene un *Full Power Bandwidth* de 1.7 GHz, y utiliza técnicas de muestreo paso-banda para desarrollar *RF-sampling*, donde el principal objetivo es llevar el conversor analógico digital lo más cerca posible de la antena (Fig. 3.4) [2].

Debido a su frecuencia máxima de operación, y al hecho de que este conversor es dual, se utiliza este dispositivo como conversor digitalizador para el receptor GNSS implementado.

Mediante la teoría estudiada en el capítulo 3 se procede a presentar el conversor ADC08D500 utilizado para realizar la conversión analógica/digital del receptor GNSS.

8.2. Conversor ADC08D500

8.2.1. Conversión de las salidas analógicas

Como se ha introducido, para implementar la conversión analógica digital de las salidas en frecuencia intermedia del receptor GNSS, se utiliza el conversor dual de 8 bits ADC08D500 de *National Semiconductors* (Fig. 8.1).

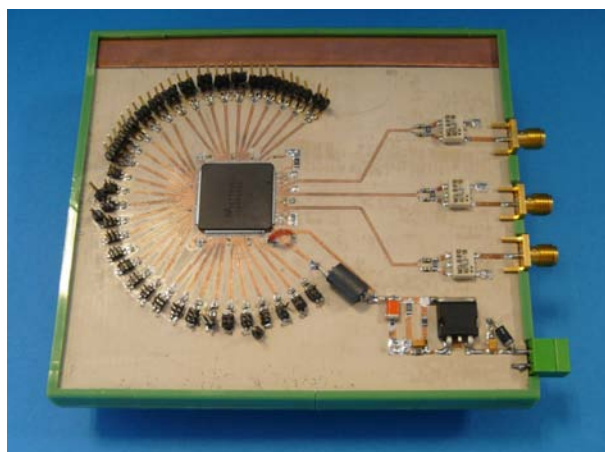


Figura 8.1: Fotografía de la placa con el conversor analógico digital ADC08D500.

Aunque en el ADC escogido puede utilizar el método de conversión en frecuencia mediante *RF-sampling*, lo que nos interesa en este apartado, es el muestreo de las señales analógicas del receptor. Como el ADC utiliza técnicas de *frequency folding*, utilizaremos una frecuencia acorde con el criterio de Nyquist, es decir dos veces el ancho de banda.

Como el mayor ancho de banda se produce para la banda baja (~ 50 MHz), debemos utilizar una frecuencia de 100 MHz. El mínimo reloj que el chip acepta es de 200 MHz, sin embargo, la salida está multiplexada en dos bytes cada ciclo de reloj: uno en el flanco de subida y otro en el de bajada, por lo que a efectos prácticos, cogiendo tan solo uno de los bytes, obtenemos una tasa de muestreo de 100 MHz.

8.2.2. Características del conversor

8.2.2.1. Características generales

Como hemos visto el conversor ADC08D500 es un conversor analógico digital dual, con un *Full Power Bandwidth* de 1.7 GHz, capaz de muestrear a 500 Msps cada una de sus entradas. Adicionalmente los dos conversores pueden ser entrelazados para conseguir un único conversor con capacidad para muestrear a 1 Gsps.

Según información extraída del *datasheet* [3], el conversor tiene una resolución de 8 bits, el número efectivo de bits (ENOB) es de 7.5 bits a 250 MHz utilizando una tasa de muestreo de 500 Msps, con una tasa de error de bit (BER) de 10^{-8} .

8.2.2.2. Sensibilidad y potencia máxima del conversor

Con respecto al nivel de la señal de entrada, la especificación indica que el ADC puede trabajar con dos fondos de escala, uno de 650 mV_{pp} y otro de 870 mV_{pp}. En nuestro caso, como estamos tratando con señales de muy bajo nivel, utilizaremos el menor fondo de escala, por lo que conseguiremos una resolución de 2.53 mV_{pp} según (8.1).

$$1 \text{ LSB} = \frac{V_{FS}}{2^n} \quad (8.1)$$

Mediante (8.2) convertimos voltaje pico a pico en potencia.

$$P = \frac{V_{ef}^2}{Z_0} = \frac{\left(\frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}}\right)^2}{Z_0} \quad (8.2)$$

Si introducimos el valor de 1 LSB en (8.2) obtenemos que la sensibilidad del dispositivo es de -47.92 dBm, mientras que la potencia máxima de entrada calculada mediante el fondo de escala será de 0.23 dBm. Vale la pena recordar que la potencia de los sistemas GNSS integrada en banda, entregada en la etapa de IF por el receptor varía entre -30 y -35 dBm.

8.2.2.3. Etapa de salida del conversor

La salida de cada canal del conversor se lleva a cabo mediante 2 bytes demultiplexados que alimentan dos buses con tecnología LVDS (Low-Voltage Differential Signaling). La velocidad de cada uno de estos bytes demultiplexados será la mitad de la tasa de muestreo, ya que un byte se proporciona en el flanco de subida del reloj y el otro en el de bajada.

El conversor utiliza una codificación *offset binary*, de manera que el voltaje insertado en la placa conversora se puede calcular mediante (8.3).

$$V_{in} = V_{FS} \cdot \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2^2} + \frac{b_3}{2^3} + \frac{b_4}{2^4} + \frac{b_5}{2^5} + \frac{b_6}{2^6} + \frac{b_7}{2^7} + \frac{b_8}{2^8} \right) - \frac{V_{FS}}{2} \quad (8.3)$$

donde b_i son los bits que forman la palabra digital, siendo b_1 el bit más significadivo o MSB (Most Significant Bit).

Como mínimo la frecuencia de muestreo ha de ser de 200 Msps por lo que el conversor entregará datos a una tasa de 100 MBps. Esto se debe tener en cuenta puesto para realizar la captura necesitará una etapa previa que realice un *buffer* de los datos en el caso de querer importar estos datos al ordenador. Normalmente se utilizará una FPGA, o dispositivo equivalente, que permiten manejar este volumen de información.

8.2.2.4. Medidas del comportamiento del ADC

En este apartado se realizan pruebas del comportamiento del conversor para verificar los parámetros vistos en el *datasheet*. Para ello mediremos en primer lugar la potencia de salida en función de la potencia de entrada manteniendo constante la frecuencia de muestreo y utilizando como señal de entrada un único tono. Como resultado obtenemos la gráfica de la Fig. 8.2 (a), donde se aprecia que para el fondo de escala del conversor, la relación entrada salida es aproximadamente lineal en todo el rango.

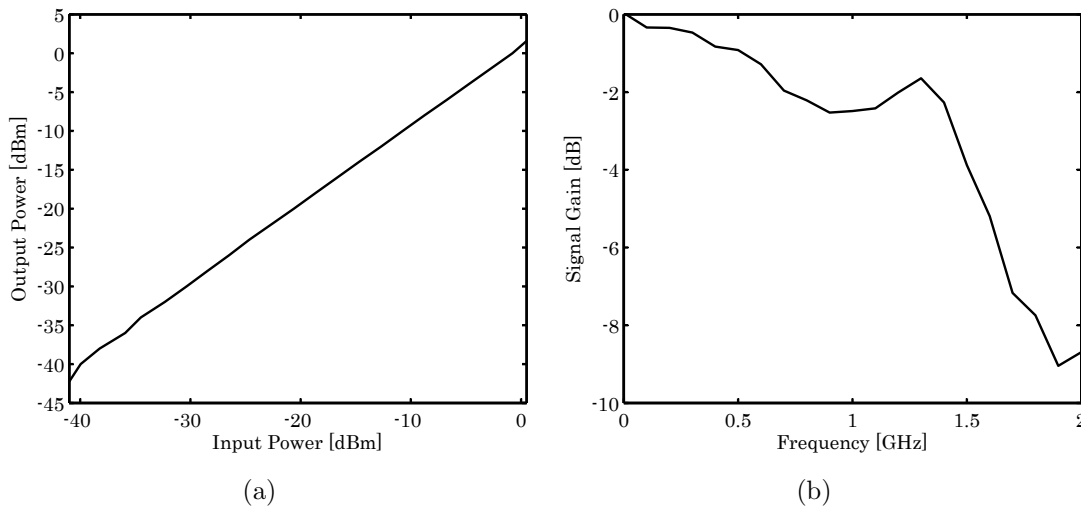


Figura 8.2: (a) Potencia de salida en función de la entrada y (b) *Full Power Bandwidth* medido para el chip ADC08D500.

En la Fig. 8.2 (b) se muestra el *Full Power Bandwidth*, que nos permite conocer la máxima frecuencia de entrada que el conversor admite. Para realizar esta medida se ha utilizado una frecuencia de muestreo constante de 200 Msps y una potencia de -2 dBm. En este caso observamos que para una ganancia de -3 dB aproximadamente obtenemos 1.5 GHz, un valor sensiblemente inferior al especificado (1.7 GHz) y que supondrá un extra de 4 dB de pérdidas en el caso de realizar captura mediante *RF-sampling* en la banda E1.

Finalmente, en la Fig. 8.3 se muestra la captura de un tono de potencia -15 dBm a una frecuencia de 5 MHz.

En la Fig. 8.3 (a) podemos ver los bits capturados del ADC08D500 mediante un osciloscopio con capacidades digitales. Una vez obtenida la señal y procesada se obtiene finalmente la visualización del voltaje, capturado por el conversor, en la Fig. 8.3 (b); adicionalmente en (c) se muestra el espectro frecuencial de la señal donde se observa claramente el tono a la frecuencia de 5 MHz con una potencia de -16.46 dBm, las pérdidas son producidas principalmente por el *balun* que convierte la señal de entrada de *single-ended* a diferencial.

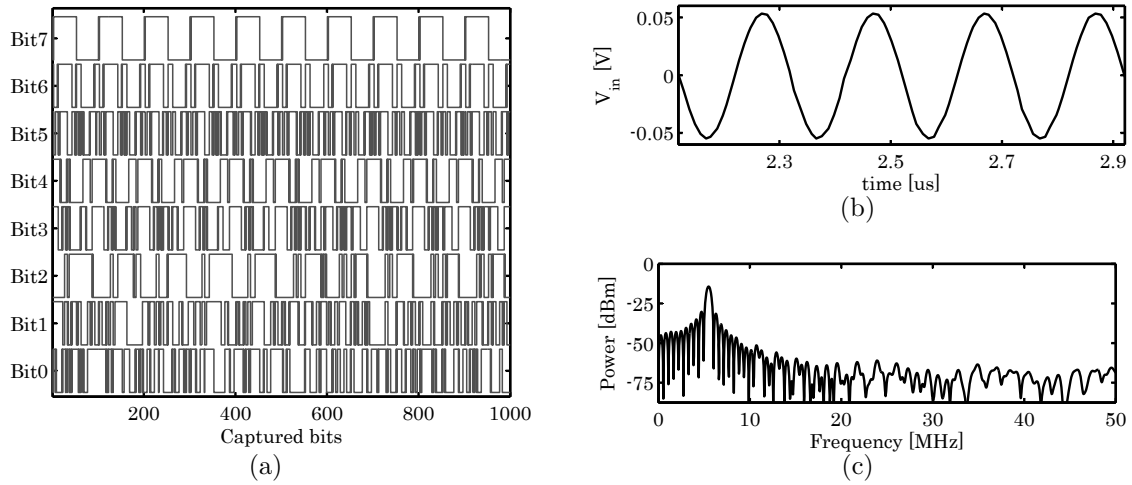


Figura 8.3: (a) Representación de los bits capturados. (b) Señal temporal procesada a partir de los bits. (c) Espectro de la señal temporal.

8.2.3. Utilización del conversor para *RF-sampling*

Una vez tenemos implementado tanto el receptor como el conversor, para realizar capturas mediante la arquitectura *RF-sampling* tan solo es necesario conectar la etapa de RF del receptor a una segunda etapa amplificadora, que aumente el nivel de la señal a los niveles requeridos por el conversor.

Mediante esta configuración gran parte del diseño del receptor se traslada al *software* y en consecuencia obtenemos un receptor muy versátil y flexible.

Aunque la implementación de este receptor se propone como línea futura, se presenta como ejemplo, el cálculo de la frecuencia requerida para la captura de las bandas E5 y E1 de Galileo/GPS. El primer paso es mapear mediante las frecuencias centrales y los anchos de bandas, las diferentes frecuencias intermedias en función de la tasa de muestreo como se realizó en la Fig. 3.7. Si realizamos un zoom de esta gráfica, para los valores más bajos de frecuencia de muestreo, obtenemos la gráfica de la Fig. 8.4, donde con un color más claro se muestra el rango aproximado de valores que permiten realizar la conversión frecuencial sin incurrir en solapamiento.

8.3. Conclusiones

En este capítulo se ha introducido el conversor analógico/digital que en este caso obedece a dos soluciones claramente diferenciadas.

La primera de estas soluciones es la captura de la señal que el receptor GNSS ofrece a la salida en frecuencia intermedia, mientras que como línea futura de trabajo se

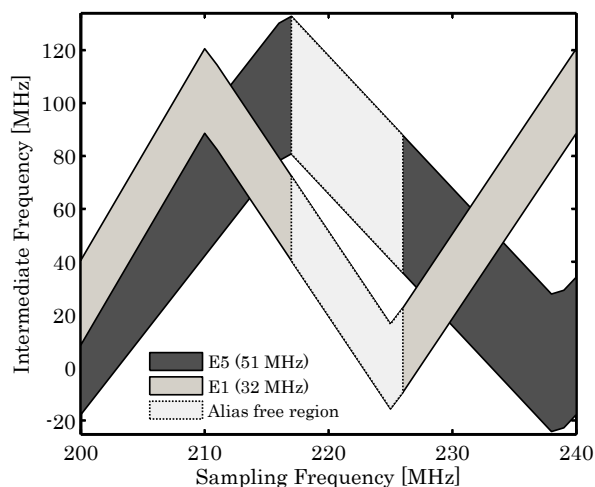


Figura 8.4: Detalle del mapeado de los solapamientos para la búsqueda de la frecuencia de muestreo óptima, en claro se observa la zona óptima de donde extraer el valor de la tasa de muestreo.

presenta la utilización de una etapa conversora a altas frecuencias para la arquitectura de receptor *RF-sampling*.

Se explica el método de captura utilizado mediante el chip ADC08D500 que utiliza la teoría de muestreo paso-banda para realizar un *frequency folding* de la señal deseada y llevarla a frecuencia intermedia o banda base.

De forma adicional, se hace necesario la utilización de un dispositivo capaz de capturar el gran volumen de información que proporciona el ADC. En el siguiente capítulo se estudian las diferentes alternativas existentes en el mercado.

8.4. Bibliografía

- [1] M. Duran-Sindreu, “Diseño e implementación de un receptor multi-frecuencia basado en muestreo paso banda aplicado al sistema Galileo,” *ETSE (UAB)*, 2008.
- [2] J. Thor and D. Akos, “A direct rf sampling multifrequency gps receiver,” *Position Location and Navigation Symposium, 2002 IEEE*, pp. 44–51, 2002.
- [3] National Semiconductors, “Datasheet: High Performance, Low Power, Dual 8-Bit, 500 MSPS A/D Converter: ADC08D500,”

8.5. Apéndices al capítulo 8

8.5.1. Computo del coste del conversor A/D

El siguiente es un cálculo aproximado del precio total de la placa conversora A/D sin tener en cuenta los componentes no necesarios en la integración final del receptor como conectores SMA ó la cajas de sujeción.

Computo de coste				
Nombre	Referencia	Cantidad	Coste [€/u]	Coste [€]
Conversor A/D	ADC08D500	1	183.3	183.3
Regulador	LM317D2T	1	1	1
Balun	ADTL2-18	3	3.95	11.85
Substrato	AD1000	0.016	300 ¹	34.55
<i>R-L-C</i>	varios	varios	5	
			Total	235.7 €

Tabla 8.1: Computo del coste de la placa conversora analógico/digital.

¹300€ cada plancha de material de 12"x18"

Capítulo 9

Implementación y test del receptor GNSS

9.1. Introducción

En los últimos temas se ha tratado el diseño y la fabricación de los distintos dispositivos que constituyen los bloques del receptor visto en el diagrama de la Fig. 3.8 del capítulo 3.

En este capítulo se realiza la integración de todos los componentes para obtener el receptor GNSS objetivo de este trabajo. Junto a la integración se presentan las primeras pruebas de validación mediante diferentes tests realizados en laboratorio.

9.2. Filtro a frecuencia intermedia

Antes de proceder se presentan los filtros a frecuencia intermedia implementados. Estos filtros son necesarios para aumentar la selectividad del receptor de cara a reducir el ruido fuera de banda y poder realizar una adquisición más limpia.

Para la implementación se parte de un prototipo baso banda con respuesta elíptica de orden tres. Al tratarse de un filtro a una frecuencia relativamente baja, se implementa mediante elementos concentrados.

Aun tratándose de un filtro a frecuencia intermedia, la implementación no resulta trivial debido al elevado ancho de banda y a las bajas prestaciones de los elementos concentrados, bobinas y condensadores, a la frecuencia de diseño.

Se desarrollan distintas versiones del prototipo para intentar optimizar la respuesta, dando como resultado el circuito del diagrama de la Fig. 9.1. Este circuito intercambia los elementos del prototipo elíptico por tanques LC que experimentalmente presentan un mejor comportamiento a estas frecuencias.

En la Fig. 9.2 (a) observamos el filtro implementado, y en la la Fig. 9.2 (b) la respuesta de estos. Cabe mencionar que con la finalidad adicional de reducir más el ruido

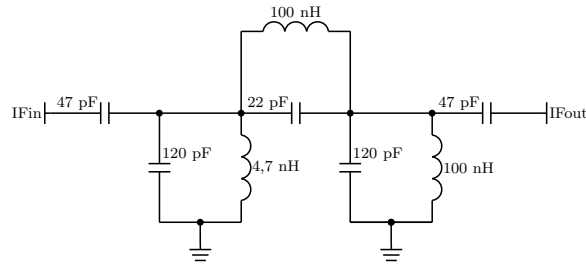


Figura 9.1: Circuito del filtro de IF, implementado mediante elementos concentrados.

introducido por el receptor, a causa del gran ancho de banda especificado, implementamos los filtros para obtener un ancho a 3dB de 24 MHz, esto sigue permitiéndonos obtener prácticamente toda la potencia de las señales enviadas en las bandas E1 de GPS y Galileo, reduciendo de forma considerable el ruido. En la imagen se observan los ceros de la respuesta elíptica responsables de la selectividad del filtro. Mediante este filtro se obtienen unas pérdidas en la banda de paso del orden de 5dB. Como veremos la potencia de salida es suficiente para la captura de los datos, y el ruido introducido en esta etapa del receptor es despreciable. En la respuesta de los filtros fabricados se observa un desplazamiento de 5 MHz respecto la frecuencia de diseño.

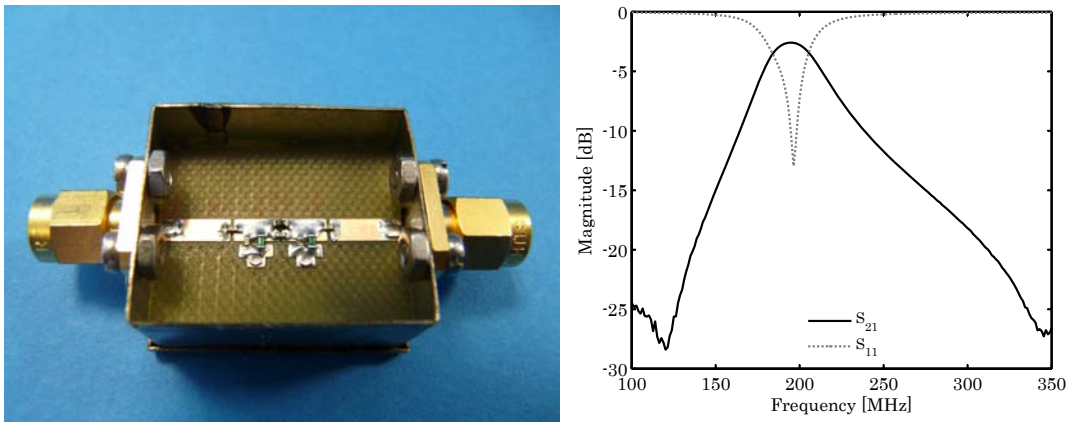


Figura 9.2: (a) Fotografía del filtro IF implementado. (b) Parámetros S de la respuesta medida del filtro.

9.3. Alimentador para la antena

De cara a las pruebas realizadas en la campaña de medida real, el último bloque que falta añadir es un alimentador o *DC-feed* que permite alimentar una antena activa directamente por el cable, sin introducir alimentación al receptor, ya que podría provocar mal funcionamiento e incluso la destrucción de los dispositivos activos. Para la realización del DC-feed se implementa el circuito de la Fig. 9.3 (a), dando como resultado el dispositivo que podemos apreciar en (b).

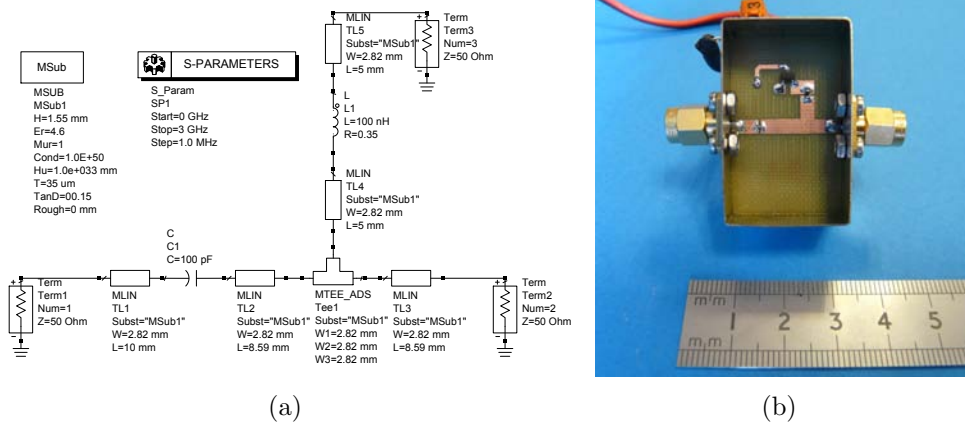


Figura 9.3: (a) Layout del alimentador de la antena o *DC-feed*. (b) *DC-feed* fabricado para alimentar la antena.

9.4. Balance de potencias

Con los valores reales obtenidos en los anteriores temas se puede realizar de nuevo el balance de potencias. En la Fig. 9.4 observamos el resultado graficado. Se observa que el punto de intercepción de tercer orden no es problemático puesto se encuentra alejado de los valores de trabajo a lo largo de todo el receptor. En cuanto al punto de compresión observamos que en el amplificador a frecuencia intermedia se trabaja en una zona muy cercana a la compresión por el nivel de potencia del ruido.

Para solucionar o evitar problemas con la compresión se podría intercambiar la posición del filtro de IF, intercambiar el amplificador por uno con un punto de compresión más elevado, o control de ganancia, o bien añadir un atenuador antes del amplificador de IF que permita aumentar el margen dinámico.

En consecuencia, el rango dinámico lineal (DR_l) es de apenas 3.2 dB, mientras que el rango dinámico libre de espurios (DR_f) es de 19.76 dB para la banda E1, y de 17.13 dB para la banda E5. Las relaciones señal a ruido obtenidas són de 12.8 y 10.52 dB para las bandas E1 y E5 respectivamente. Como observamos, estos valores són muy parecidos a los vistos en el capítulo 3 salvo para el punto de intercepción, debido a que la amplificación de doble etapa tiene un IP_1 mucho más bajo que el valor teórico utilizado.

9.5. Implementación del receptor

Todos los componentes se interconectan y se montan en una caja protectora mediante carriles DIN. Para alimentar los diferentes dispositivos activos, se añade una fuente de alimentación DSP-30-12 de *Lambda Inc.* con salida a 12 V, y un aporte de corriente máximo de 2.1 A. Adicionalmente se añade un panel que permite controlar la alimentación de los diferentes bloques: etapa de RF, etapa de IF y oscilador local, con la

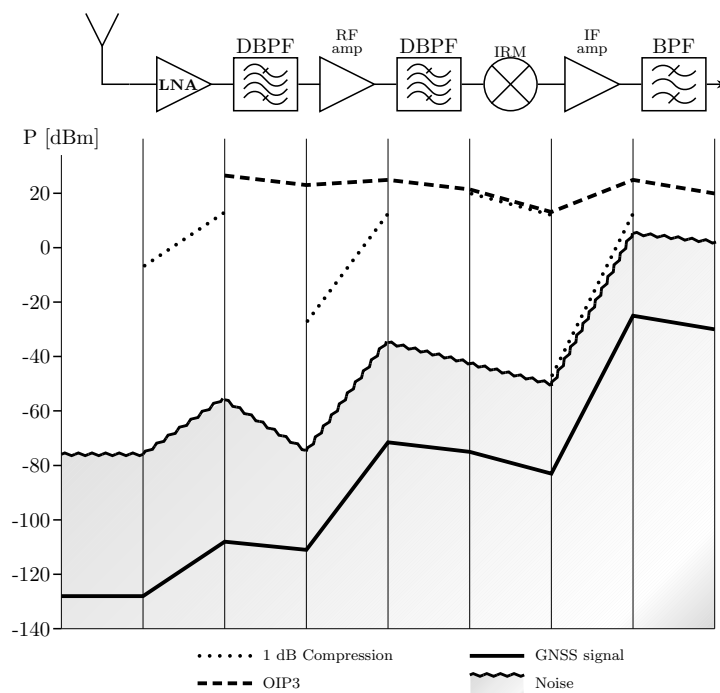


Figura 9.4: Balance de potencias realizado con los valores de los dispositivos medidos.

finalidad de facilitar su testeo. En la Fig. 9.5 (a) podemos ver el resultado del receptor ensamblado y en (b) el aspecto del receptor final.

9.6. Validación del receptor en laboratorio

Una vez tenemos ensamblado todo el receptor, procedemos a validar su correcto funcionamiento. Para ello realizamos diferentes tests que permiten caracterizar el receptor.

9.6.1. Obtención de las bandas

La primera prueba a realizar es la visualización correcta de la recepción de las bandas de interés. Para realizar este test adaptamos la entrada del receptor mediante una carga de $50\ \Omega$ obteniendo en la salida de cada una de las ramas de RF la forma representada en las Fig. 9.6 (a) y (b).

En las medidas de ambas bandas observamos principalmente la forma del filtro de IF visto en la Fig. 9.2 (b) ya que este es el más restrictivo.

La medida de la potencia obtenida en banda para la banda E5 es de $-4.75\ \text{dBm}$ y para la banda E1 es de $-10.73\ \text{dBm}$ obteniendo una diferencia de amplificación de aproximadamente $6\ \text{dB}$ entre ambas bandas.

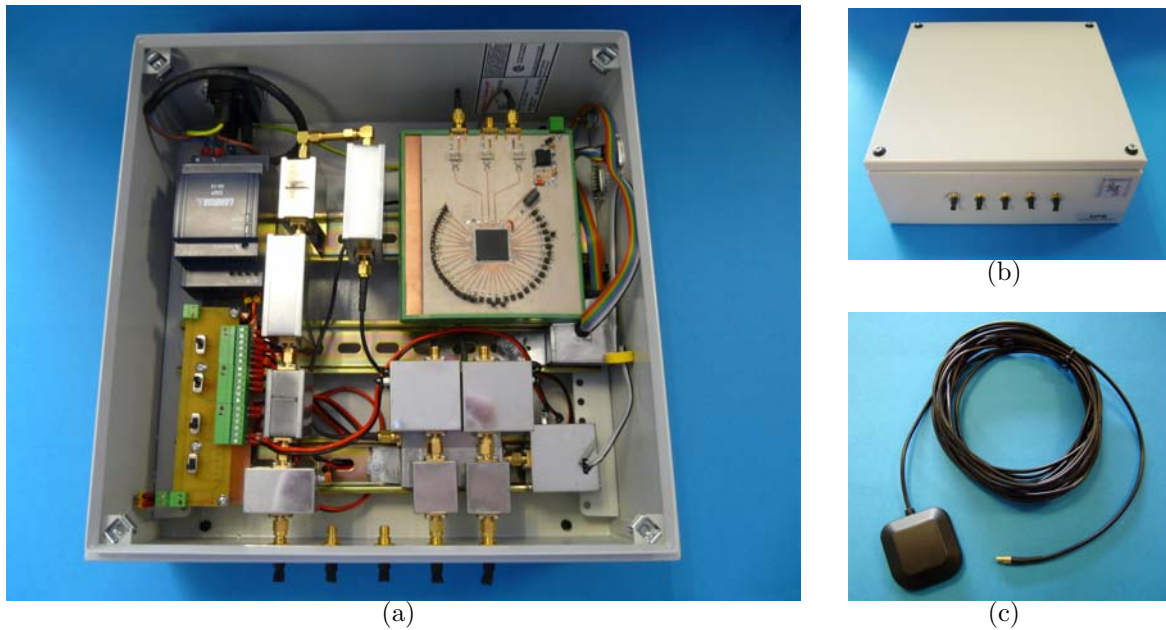


Figura 9.5: (a) Fotografía del receptor abierto donde se aprecian todos los elementos que lo constituyen. (b) Receptor completo. (c) Antena GPS comercial para la banda E1.

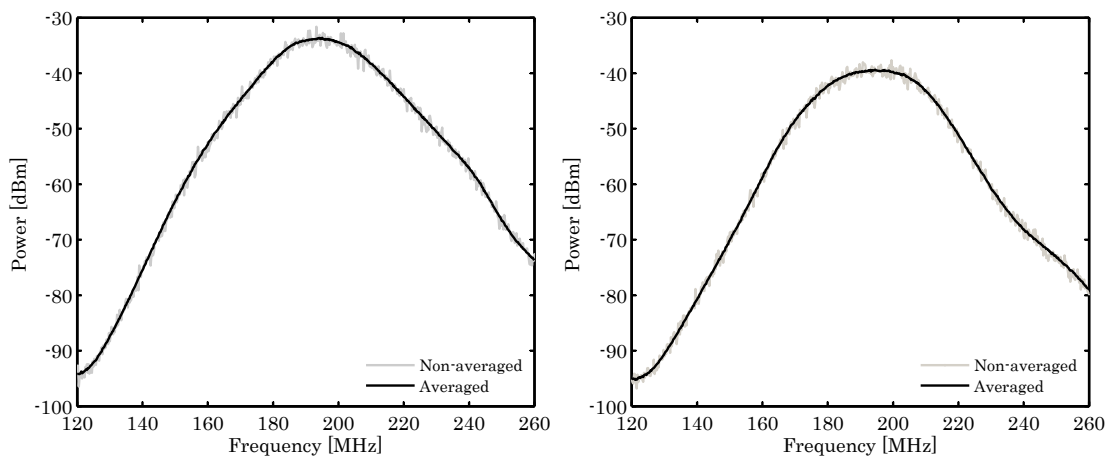


Figura 9.6: Representación frecuencial de la salida del receptor para: (a) banda E5 y (b) banda E1. Medidas realizadas con RBw = 30 kHz, VBw = 300 kHz con y sin realizar promediado.

9.6.2. Sensibilidad y ganancia

Para comprobar la sensibilidad se utiliza, además del analizador de espectros, un generador de señales vectorial. Con este dispositivo generamos un tono, a la frecuencia de las bandas con muy baja potencia, que nos permite visualizar la mínima potencia que somos capaces de discernir mediante el receptor. En la Fig. 9.7 (a) observamos en la banda alta (E1) un tono generado a la frecuencia de 1575.42 MHz con una potencia de -110 dBm. La sensibilidad que obtenemos para ambas bandas es de -122 dBm,

obteniendo un tono de salida a -23 dBm en el caso de la banda baja (E5) y de -29 dBm para el caso de la banda E1, es decir, 99 y 93 dB de ganancia para las bandas E5 y E1 respectivamente.

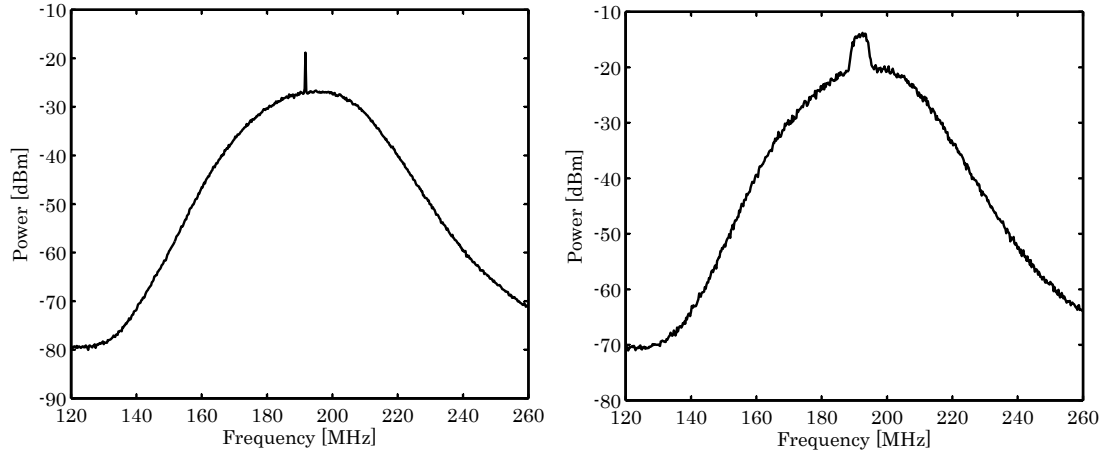


Figura 9.7: (a) Salida del receptor para el cálculo de la sensibilidad en la banda E1 mediante un tono a -110 dBm. (b) Representación frecuencial de la salida del receptor en la banda E1 introduciendo una modulación QPSK de 5 Msps en la entrada. Medidas realizadas con: RBw = 30 kHz y VBw = 300 kHz.

Como ejemplo de recepción, en la Fig. 9.7 (b) se muestra la salida del receptor en la banda E1 introduciendo en la entrada una modulación QPSK de 5 Msps y -100 dBm de potencia. La potencia de la señal QPSK a la salida del receptor es de -5 dBm.

9.6.3. Figura de ruido

Como se ha introducido, uno de los parámetros más importantes que caracterizan un receptor es la cantidad de ruido que este introduce en la señal, es decir el factor de ruido. Para calcular de forma experimental este valor, recurrimos a uno de los métodos más utilizados, el método del factor Y.

9.6.3.1. Método del factor Y

Este método se basa en el cálculo de dos temperaturas de ruido asociadas a dos potencias de ruido, generadas mediante una fuente de ruido muy bien caracterizada. La caracterización de esta fuente viene determinada por su *ENR* (*Excess Noise Ratio*) que se puede definir según (9.1), y que viene caracterizada por el fabricante de la fuente.

$$ENR = \frac{T_S^{HOT} - T_S^{COLD}}{T_0} \quad (9.1)$$

Donde T_S^{HOT} y T_S^{COLD} son las temperaturas de ruido de la fuente en su estado encendido, mayor temperatura (*HOT*), y apagado, menor temperatura de ruido (*COLD*). La temperatura T_0 es la temperatura de referencia, en nuestro caso 290°K.

El factor Y es la relación entre dos potencias de ruido, o equivalentemente dos temperaturas de ruido, asociadas a los estados de la fuente generadora.

$$Y = \frac{N^{ON}}{N^{OFF}} = \frac{T^{ON}}{T^{OFF}} \quad (9.2)$$

El primer paso, para realizar el cálculo del factor Y , es la calibración del dispositivo de medida. Para ello se conecta directamente la fuente de ruido al analizador de espectros (Fig. 9.8 (a)) y se obtiene el factor Y del instrumento de medida. Mediante esta calibración podremos extraer del factor de ruido del conjunto instrumento-receptor, el factor de ruido del receptor. Se debe tener en cuenta que el factor de ruido del instrumento es muy elevado, aproximadamente 20 dB a las frecuencias de diseño del receptor.

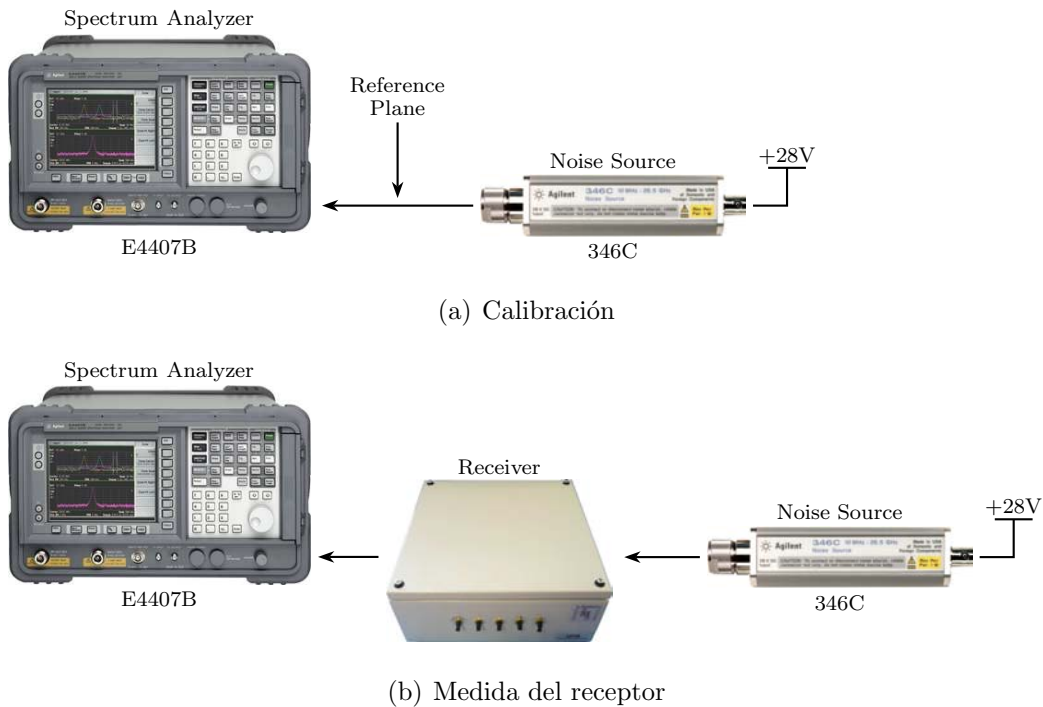


Figura 9.8: *Setup* de medida para realizar el cálculo del factor de ruido en dos pasos, consistentes en la calibración del instrumento de medida (a), y la medida del receptor (b).

A continuación realizamos el mismo procedimiento añadiendo el receptor (Fig. 9.8 (b)), entre la fuente y el instrumento de medida. Mediante la ganancia del receptor, podemos extraer el valor del factor Y del instrumento, del factor Y del receptor, pudiendo calcular la figura de ruido del receptor según la ecuación en (9.3).

$$NF = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{10^{ENR/10}}{10^{Y/10} - 1} \right) \quad (9.3)$$

Aplicando el método en nuestro caso obtenemos un factor de ruido de 1.57 dB para la banda E5 y 1.15 dB para la banda E1. Observamos que estos valores son inferiores a los requeridos calculados de forma teórica en el balance de potencias del capítulo 3.

9.7. Resumen de las características del receptor

En la tabla 9.1 encontramos las principales características del receptor.

Características del receptor			
Banda	E5	E1	Unidades
Frecuencia RF	1191.795	1575.42	MHz
Ancho de Banda	51.15	32	MHz
Frecuencia IF	191.75	191.75	MHz
Ganancia	99	93	dB
Factor de ruido	1.57	1.15	dB
IP ₁	-93.5	-90.5	dBm
IP ₃	-78	-73	dBm
Voltaje	12		V
Consumo	630 ¹		mA

Tabla 9.1: Especificaciones de partida para los filtros duales de la etapa de radio frecuencia.

9.8. Coste del receptor

En este apartado, para realizar un cálculo del coste total de la cabecera de radio frecuencia, se recuperan los costes finales de todos los bloques que forman el receptor. Encontramos este cálculo en la tabla 9.2.

Computo de coste			
Dispositivo	Cantidad	Coste [€/u]	Coste [€]
Amplificador LNA	1	5.53	5.53
Filtro dual RF	2	2	4
Amplificador RF	1	9.51	9.51
Mezclador IRM	1	27.13	27.13
Oscilador Local	1	27.13	27.13
Amplificador IF	2	31.61	63.22
Filtro IF	2	1	2
ADC	1	235.7	235.7
DC-feed	1	2	2
Fuente alimentación	1	50.61	50.61
Fungibles	-	-	10
Total			436.83€

Tabla 9.2: Computo del coste total del receptor GNSS.

Observamos que la mitad del coste del receptor es consecuencia del conversor A/D utilizado, como se ha comentado, la utilización de este conversor obedece a dos factores, el primero es su posible utilización para realizar una arquitectura *RF-sampling* y el segundo factor es la disponibilidad de la placa capturadora en el laboratorio. Por lo que el precio estimado para la cabecera de recepción GNSS sin el conversor A/D es de aproximadamente 200€.

9.9. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la implementación final del receptor mediante el conexionado de todos los módulos que lo forman. De manera adicional se presentan los filtros a frecuencia intermedia y el alimentador de la antena activa.

Una vez el receptor está terminado, se elaboran diferentes tests para comprobar el correcto funcionamiento del receptor en las dos bandas de trabajo. Es de especial interés mencionar los resultados del factor de ruido obtenidos con 1.57 y 1.15 dB en las bandas E5 y E1. Que nos permiten obtener una relación señal a ruido en la salida de 10.52 y 12.98 dB respectivamente, respectando el requisito impuesto de 10 dB.

Capítulo 10

Validación del sistema: Campaña de medidas

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del receptor, se desarrolla la validación del sistema en un entorno real. Para ello, se ha llevado a cabo una campaña de medidas con el objetivo de capturar la señal de los satélites que forman los sistemas estudiados, tanto el sistema actualmente en funcionamiento GPS, como los dos satélites de validación en órbita de Galileo.

Como tan solo se posee una antena para la banda L1 de GPS, se realiza la validación solo para esta banda. Extrapolando el comportamiento de la banda E5 a partir de la banda E1, y teniendo en cuenta el correcto funcionamiento de las bandas estudiado en el capítulo 9.

10.1. Escenario de medidas

Debido a la orientación del edificio donde se realizan los test, las medidas realizadas obedecen a una visibilidad parcial del cielo en dirección Noreste. No obstante, esta falta de visibilidad no es preocupante puesto que pretendemos validar el sistema mediante la adquisición de diferentes satélites de los sistemas estudiados. Siendo diferente si el objetivo fuera la validación de un algoritmo para el cálculo de la posición, donde sí sería necesario, o aconsejable, la completa visión del cielo.

Para realizar una validación fiable del receptor, se utilizan de forma adicional un receptor comercial eTrex de *Garmin* para la banda L1 de GPS, que permite verificar los satélites presentes, así como distintos *softwares* que permiten el cálculo estimado de la posición de los satélites en el momento de realizar las capturas [1, 2].

10.2. Captura de los datos

Para poder realizar la adquisición que nos permite validar el sistema, es necesaria la captura de cómo mínimo un período de repetición del código PRN. Esto significa que

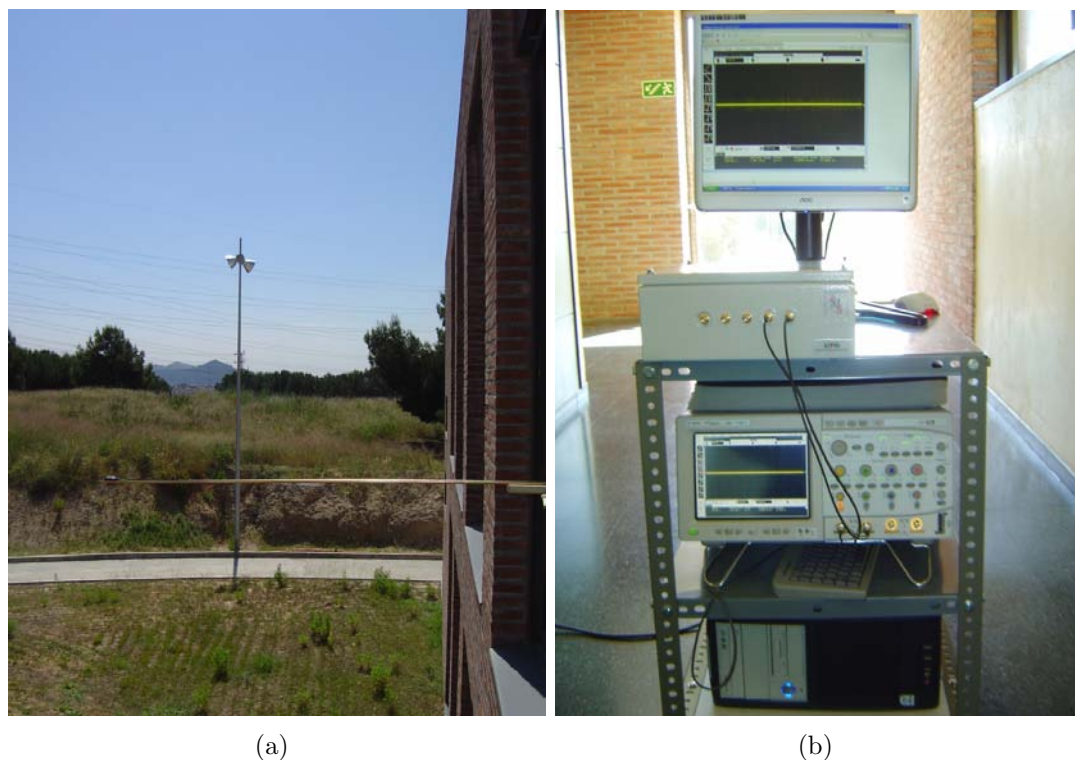


Figura 10.1: (a) Escenario de medidas para la validación del sistema. (b) Montaje para la realización de las capturas durante la campaña de medidas.

para GPS el mínimo tiempo de captura es de 1ms, mientras que para Galileo dependerá de la señal que queramos capturar, por ejemplo, para el caso de la componente E1-B de los satélites GIOVE, se debe capturar un mínimo de 4ms.

Según el teorema de Nyquist, si queremos digitalizar la señal sin que en esta se produzca *aliasing*, debemos muestrear al doble del ancho de banda de la señal. Como estamos tratando con la banda E1, cuyo ancho de banda es 32 MHz, debemos muestrear a como mínimo 64 Msps. Cogiendo el tiempo más restrictivo de 4ms, una tasa de muestreo de 100 Msps y suponiendo un conversor de 8 bits por muestra, el requerimiento de memoria mínimo es de:

$$\text{MEM}_{\text{mín}} = 100\text{Msps} \cdot 4 \text{ ms} = 400 \text{ ks} \equiv 3 \text{ MB} \quad (10.1)$$

O equivalentemente 750 Mbps. De forma adicional, se debe tener en cuenta que si muestreamos la señal por debajo de la frecuencia intermedia, estaremos utilizando un muestreo *bandpass sampling*, es decir, estaremos repitiendo el espectro de la señal cada cierto intervalo introduciendo a la vez ruido en cada solapamiento.

Vale la pena destacar que hay muy pocos sistemas capaces de adquirir datos a esta tasa, por ejemplo el estándar USB¹, para la transmisión de datos al ordenador, alcanza como máximo velocidades de transferencia de 480 Mbps, por lo que se hace necesario encontrar una solución que nos permita trasladar estos datos al ordenador para su posterior procesamiento.

A continuación se presentan las diferentes opciones que dan respuesta al problema planteado.

10.2.1. Captura analógica

Para realizar la adquisición analógica necesitamos un dispositivo capaz de adquirir un rango de frecuencias de hasta 250 MHz, una frecuencia de muestreo entre 100 y 500 Msps, y una memoria suficiente para realizar la captura de cómo mínimo 4 ms, principal limitación debido a las altas tasas de muestreo utilizadas.

La captura analógica se puede llevar a cabo mediante dos tipos de dispositivos:

- **Tarjeta de adquisición:** Una tarjeta de adquisición permite realizar una captura en bruto de los datos, sin embargo, las prestaciones que necesitamos requieren de una tarjeta de altas prestaciones como la serie Acqiris de *Agilent Technologies*.
- **Osciloscopio:** En la actualidad los osciloscopios realizan la captura del mundo analógico y lo convierten en digital permitiendo extraer sus datos por diferentes buses a un ordenador. Adicionalmente, estos dispositivos cumplen con relativa facilidad la máxima frecuencia de entrada y la frecuencia de muestreo, sin embargo el problema reside en la profundidad de memoria que suele ser muy inferior a la cantidad total requerida por nuestra aplicación. Por lo que de nuevo tenemos que ir a las gamas altas para encontrar memorias capaces de almacenar el tiempo requerido por nuestra aplicación.

10.2.2. Captura digital

En lugar de la captura en analógico de las salidas en IF del receptor, se utiliza el convertor AD de altas prestaciones visto en el apartado 8.

Utilizando la mínima tasa de muestreo del convertor de 200 Msps, el convertor entrega dos muestras a una velocidad mitad de la de muestreo multiplexadas en dos bytes. Si tan solo capturamos uno de los bytes, obtenemos la tasa mínima requerida de 100 Msps.

A continuación se explican los dispositivos requeridos para la captura de los datos en digital, proporcionados por el convertor AD:

- **Tarjeta de adquisición digital:** Como en el caso de la captura analógica, existen tarjetas de adquisición digital que permiten la captura de datos directamente del convertor AD, sin embargo la alta tasa de velocidad y la memoria requerida

¹Universal Serial Bus

requieren la utilización de tarjetas muy especializadas, y en general, requieren de la reprogramación de sus FPGAs internas.

- **FPGA:** La solución óptima al problema es la utilización de una FPGA (Field Programmable Gate Array) específicamente implementada para la realización de la tarea en cuestión. Debido a la baja memoria de las FPGAs, se requiere de memoria externa adicional, que debido a la alta velocidad de la aplicación deberá ser de tipo RAM².

Esta solución, además de ser óptima en cuanto a solución del problema, cuenta con un bajo coste relativo a otras opciones. Sin embargo la principal problemática es el tiempo de desarrollo y test de la programación.

- **Analizador lógico:** Un analizador lógico es un dispositivo que se utiliza para realizar el estudio y validación de un sistema digital. Como consecuencia cuenta con entradas digitales a una alta velocidad, y en general, memoria suficiente para la captura de los datos.

10.2.3. Elección del método de captura

Una vez vistos los diferentes métodos para la realización de la captura de la señal de nuestro receptor, se debe escoger el mejor método para nuestro caso. Descartando en primer lugar la utilización de FPGAs, y por tanto también la reprogramación de la tarjeta de adquisición digital, por tratar-se de un proyecto mayor que se aleja de los objetivos de este trabajo.

Una vez descartados estos métodos, las soluciones pasan, o bien por una tarjeta de adquisición analógica, o por un instrumento de medida capaz de realizar la función requerida, ya sea bien en analógico o digital.

Como el precio de estos dispositivos es semejante, se busca la opción que mayor flexibilidad aporte. Como resultado existen los osciloscopios de señal mixta o MSO (Mixed Signal Oscilloscope), este instrumento es un osciloscopio de altas prestaciones con posibilidad de captura en digital, por lo que ofrece a la vez la versatilidad de un instrumento de medida para la captura en analógico y digital.

El osciloscopio de señal mixta elegido es un MSO8104A cedido por la marca *Agilent Technologies*. Este instrumento cuenta con cuatro entradas analógicas y 16 entradas digitales, con 1 GHz de ancho de banda, una frecuencia de muestreo de 4 Gsps (máximo de 2 Gsps por canal analógico) y una memoria de 64 Ms. Podemos ver este instrumento interconectado con el receptor en la Fig. 10.1 (b).

²Random Access Memory

10.3. Campaña de medidas

Una vez recibido el osciloscopio se procede al montaje del *setup* de medida visto en la Fig. 10.1 (b), y que se esquematiza en el diagrama de la Fig. 10.2. Este montaje consiste en la conexión del receptor, tanto en su versión analógica como digital, al osciloscopio MSO8104A. Adicionalmente, se conecta un ordenador que nos permite de forma sencilla y rápida, realizar la captura y el almacenamiento de los datos proporcionados por el receptor GNSS.

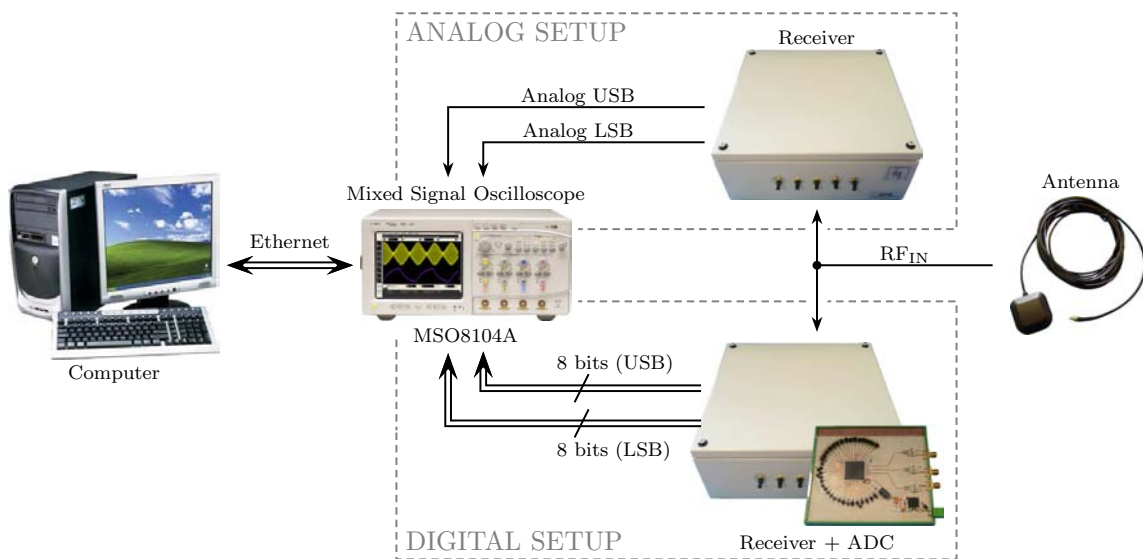


Figura 10.2: *Setup* de medida para la realización de las capturas en entorno real. Se presentan las dos configuraciones posibles, mediante captura analógica y digital.

10.3.1. Visibilidad y captura de los satélites

Para la realización de las medidas, es importante tener en cuenta que el sistema Galileo está actualmente en fase de validación en órbita, y en consecuencia, tan solo dos satélites están por el momento disponibles. Mediante los *softwares* en [1, 2] podemos visualizar la posición y el recorrido de estos satélites, para realizar las capturas en el momento en que se encuentren dentro del rango de visibilidad, como se aprecia en la captura del programa realizada el día de la adquisición del satélite GIOVE-B en la Fig. 10.3.

Como el sistema GPS es un sistema en pleno funcionamiento la visibilidad de satélites no es problema, no obstante se utilizaron los *softwares*, así como un receptor comercial, para comprobar y localizar la presencia de satélites. De esta manera, se observó que para satélites en la posición Noroeste el edificio bloquea su visión en la mayoría de casos.

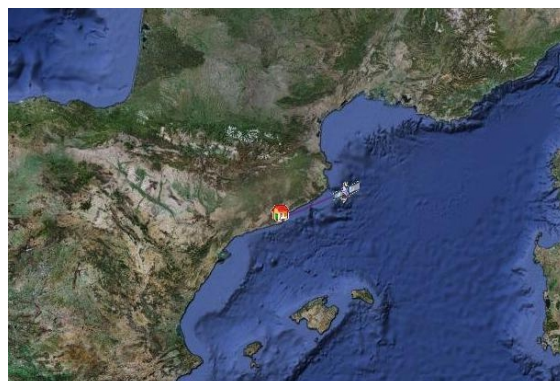


Figura 10.3: Captura de pantalla donde se muestra la posición del satélite GIOVE-B para la elevación máxima de visibilidad de 88.45° durante la captura el 21 de marzo [1].

10.3.2. Medidas realizadas

Una vez montado el *setup* de medida, y conociendo el momento idóneo para realizar las capturas, estas se realizan de manera que se obtenga el mayor número de configuraciones posibles: captura analógica, captura digital, frecuencia de muestreo del osciloscopio a 500 Msps, 250 Msps, 100 Msps, 50 Msps, diferentes tiempos de captura. . .

La finalidad de estas capturas es el estudio del efecto de los diferentes parámetros en las medidas, por ejemplo se observa en el caso de la frecuencia de muestreo, como la conversión a banda-base en los casos con menor frecuencia provoca solapamientos de la señal y del ruido degradando en gran medida la señal, y en consecuencia, haciendo que en la posterior etapa de adquisición, no se consiga adquirir ningún satélite para frecuencias inferiores a 20 Msps.

10.4. Conclusiones

En este capítulo se presenta el escenario, el *setup* de medida y la metodología para la realización de las medidas con el fin de validar el receptor en un entorno real. Como resultado de esta campaña de medidas se obtuvieron 80 medidas con un tamaño total aproximado de 7 GB para diferentes tiempos y configuraciones, tanto del receptor como de características y condiciones de captura.

10.5. Bibliografía

- [1] “N2YO, real time satellite tracking, web: <http://www.n2yo.com/>,”
- [2] “Heavens Above, web: <http://www.heavens-above.com/>,”

Capítulo 11

Validación del sistema: Adquisición

11.1. Introducción

El propósito de la adquisición es la identificación de los satélites visibles por el receptor. Adicionalmente, si el satélite esta visible, la adquisición debe determinar las siguientes propiedades de la señal recibida:

- **Frecuencia:** la frecuencia de la señal recibida de cada satélite puede variar como consecuencia de las velocidades relativas entre el receptor y el satélite.
- **Fase del código:** la fase del código determina el punto donde los códigos empiezan. Una vez conocido este valor podemos extraer el código de la señal.

11.2. Algoritmos de adquisición

La señal obtenida por el receptor es una suma de todos los satélites vistos por este más el ruido. Mediante las propiedades de la modulación CDMA, vistas en el capítulo 2, existen diferentes métodos que nos permiten llevar a cabo dicha adquisición. A continuación se presentan estos métodos de manera general, particularizando posteriormente para los sistemas capturados.

11.2.1. Algoritmo de búsqueda serie

La adquisición mediante búsqueda serie es muy utilizada en sistemas CDMA. Observamos el diagrama de bloques de este algoritmo en la Fig. 11.1.

Como se muestra en la Fig. 11.1, este algoritmo se basa en la multiplicación de la señal incidente por todos los posibles desfases de un código PRN, 1023 para GPS, y todo un rango de posibles frecuencias centradas a frecuencia intermedia. Adicionalmente como se desconoce la fase de la señal recibida, se debe hacer este proceso tanto en fase como

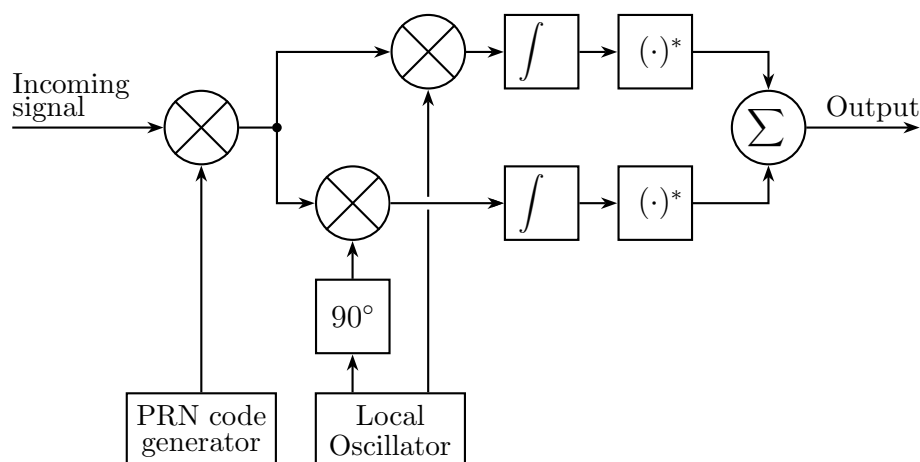


Figura 11.1: Diagrama de bloques del algoritmo de adquisición serie.

en cuadratura, traduciéndose en la inserción de una segunda rama de multiplicación por el rango de frecuencias desfasadas 90° .

Finalmente, se integran las señales y se elevan al cuadrado. Acumulando el resultado se obtiene, gracias a las propiedades de los códigos utilizados, un pico de valor elevado a la frecuencia y fase donde la señal del satélite se halla presente.

El número de iteraciones de este algoritmo viene determinado tanto por el número de fases diferente del código, por ejemplo 1023 en GPS ó 4092 en la banda E1-B de Galileo, como por la resolución en frecuencia que apliquemos, generalmente de 500 Hz.

La principal ventaja de este código es su sencillez de implementación, por el contrario esta sencillez conlleva una gran cantidad de búsquedas secuenciales, y en consecuencia un elevado tiempo de computo.

11.2.2. Algoritmo de búsqueda paralela en frecuencia

Este segundo algoritmo elimina la necesidad de hacer los dos barridos que lleva a cabo la búsqueda serie para la fase del código y para la frecuencia. En su lugar, utiliza la transformada de Fourier tal y como se observa en la Fig. 11.2.

De nuevo, la señal recibida se multiplica por un código PRN desfasado en cada iteración. La multiplicación alineada del código PRN generado localmente con el código PRN, transmitido por el satélite, darán como resultado una señal senoidal a la frecuencia de IF. A continuación se detecta la frecuencia de esta señal senoidal, formada por la frecuencia IF del receptor más el efecto Doppler, mediante la transformada discreta de Fourier, o si es posible la transformada rápida de Fourier. En este caso la resolución en frecuencia viene determinada por la frecuencia de muestreo y el número de muestras en la transformada de Fourier según (11.1)

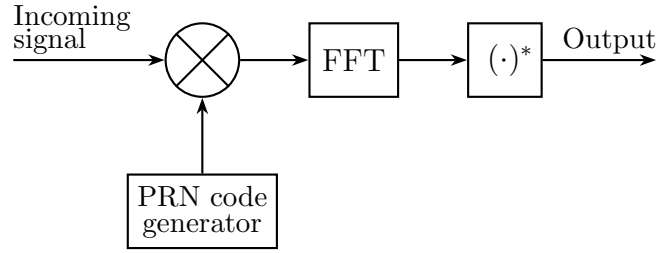


Figura 11.2: Diagrama de bloques del algoritmo de adquisición mediante la búsqueda de frecuencias en paralelo.

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (11.1)$$

Mediante este algoritmo reducimos las iteraciones tan solo al número de fases que tiene el código, por lo que los tiempos de computación se reducen a realizar ese número determinado de transformadas de Fourier. Dependiendo de la implementación de esta transformada es posible una mejora notable en el tiempo de cómputo del algoritmo.

11.2.3. Algoritmo de búsqueda paralela por fases del código

Un reciente método en la adquisición de señales GNSS son los algoritmos de búsqueda paralela por fases del código; donde la paralelización, en lugar de realizarse en el dominio frecuencial, se lleva a cabo en la fase de los códigos. Podemos ver en la Fig. 11.3 el diagrama de bloques de este algoritmo.

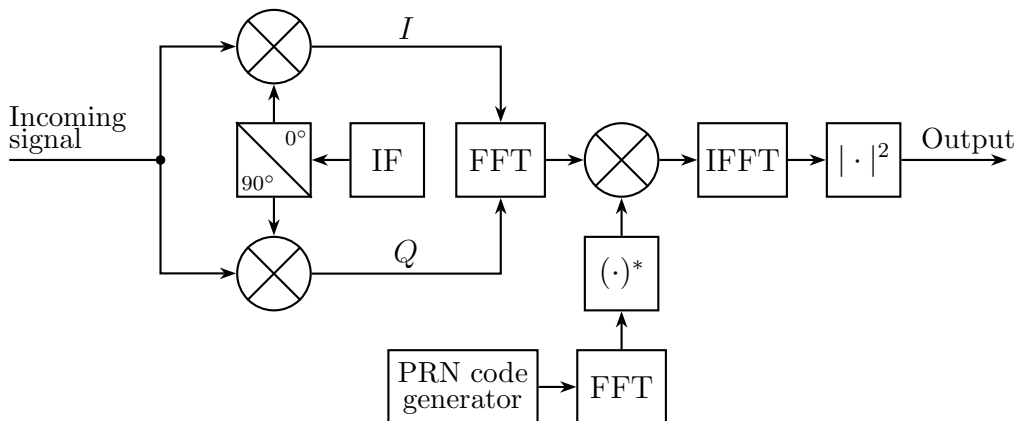


Figura 11.3: Diagrama de bloques del algoritmo de adquisición mediante la búsqueda de fases del código en paralelo.

El primer paso para realizar la adquisición es bajar a banda base la señal en frecuencia intermedia. Para ello, en cada iteración, la señal se multiplica por una portadora generada de forma local. La multiplicación con esta portadora genera la señal en componente I , mientras que la multiplicación con la portadora desfasada 90° genera la componente en cuadratura Q . Ambas componentes se combinan para formar una señal compleja en banda base. Se realiza la transformada de Fourier tanto a la señal obtenida como al código PRN del satélite que queremos encontrar.

Las dos señales se multiplican en el dominio frecuencial y se vuelven a convertir a dominio temporal mediante la transformada de Fourier inversa. Una vez en tiempo, el valor absoluto de la señal obtenida representa la correlación cruzada circular.

Si en esta correlación hay un pico pronunciado, el satélite se halla visible. La posición del pico marca además el índice de la fase del código PRN de la señal capturada, así como el desplazamiento en frecuencia de la portadora real como consecuencia del desplazamiento Doppler.

Comparada con los anteriores métodos de adquisición, la búsqueda paralela de las fases del código tan solo debe realizar un número de iteraciones en el dominio frecuencial determinado por el efecto Doppler máximo considerado (± 10 kHz en nuestro caso), y una resolución frecuencial de 500 Hz, que conllevan un número de iteraciones de 41 frente a las 1023 iteraciones, para GPS, mediante el algoritmo con búsqueda de la frecuencia en paralelo. Podemos ver una comparación de los comportamientos y el coste computacional de los tres algoritmos tabla 11.1.

Algoritmo	Tiempo de Cómputo	Iteraciones	Complejidad
Serie	87	41943	Baja
Frecuencia en paralelo	10	1023	Media
Fase del código en paralelo	1	41	Alta

Tabla 11.1: Comparación de los tres algoritmos para la adquisición [1]. Parámetros: 1023 fases por código (sistema GPS), rango de búsqueda ± 10 kHz con resolución frecuencial de 500 Hz.

11.3. Adquisición de las medidas

En este apartado se realiza la adquisición de las medidas capturadas en el capítulo 10. Para ello se utilizan los algoritmos vistos anteriormente implementados mediante el *software* de programación MATLAB de *MathWorks*. En primer lugar se comprobará el aspecto de las correlaciones de las señales de los satélites capturados, extraídas mediante el algoritmo de búsqueda serie. A continuación se modifica el programa proporcionado en [1], para desarrollar un estudio más completo de los resultados obtenidos, mediante el algoritmo de búsqueda paralela por fases del código.

11.3.1. Adquisición GPS

11.3.1.1. Algoritmo de búsqueda serie

La implementación de este método conduce a un algoritmo sencillo, pero como se introdujo, con dos barridos que necesita un gran tiempo de computo para la realización de la adquisición. Como resultado de esta adquisición obtenemos una matriz con el resultado de cada correlación entre la medida del receptor y uno de los códigos PRN para el par de valores frecuencia y fase del código.

El primer paso para realizar la adquisición de la señal es extraer los datos del fichero binario que nos proporciona el osciloscopio. Para ello es necesario conocer el formato con que el instrumento nos entrega los datos y adaptarlo al formato que utilicemos en el programa. En la Fig. 11.4 podemos ver el histograma de los datos obtenidos directamente mediante la digitalización del osciloscopio. Como vemos el histograma de los datos tiene un gran parecido con la distribución de una variable aleatoria gaussiana como consecuencia del dominio del ruido térmico sobre la señal de navegación.

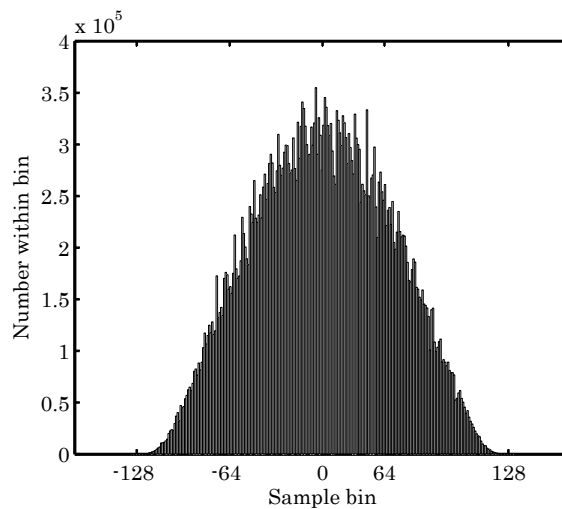


Figura 11.4: Histograma de los datos capturados calculado con $40 \cdot 10^6$ muestras.

Una vez tenemos los datos con el formato deseado, la primera captura a la que se le aplica el algoritmo es una captura donde solo se encuentran satélites GPS, mediante el receptor comercial observamos que satélites hay en el cielo con el fin de facilitar su búsqueda. El resultado del algoritmo se muestra en la Fig. 11.5 donde vemos graficada la matriz de correlaciones para el caso de utilizar un código PRN de un satélite no presente (a) y otro presente (b).

Observamos como en la Fig. 11.5 (a) no se observa ningún pico pronunciado debido a que en el momento de la captura, el satélite con código PRN 1 no se encontraba presente. De manera adicional, observamos cómo no se detecta ninguna falsa adquisición como

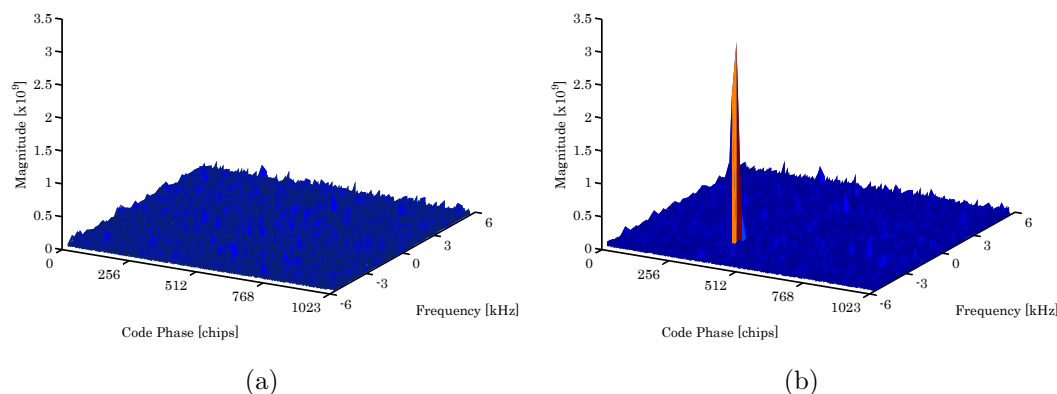


Figura 11.5: Salida de la adquisición por búsqueda serie. (a) PRN 1 no es visible por lo que no hay pico presente. (b) PRN 3 es visible por lo que en la matriz obtenemos un pico pronunciado. El pico se encuentra para una fase de 385 chips y una frecuencia de 3.5 kHz con respecto a la frecuencia intermedia.

consecuencia de la correlación cruzada entre códigos. En la Fig. 11.5 (b), se observa el pico resultante de la correlación de la misma señal con el código del satélite con PRN 3 presente en el momento de la realización de la captura.

11.3.1.2. Algoritmo de búsqueda paralela por fases del código

Una vez visto que el receptor es capaz de capturar la señal de los satélites mediante el algoritmo serie, realizamos la implementación del algoritmo de búsqueda paralela por fases del código basado en el programa que acompaña [1].

Una vez modificado el programa para capturar la gran cantidad de datos, fruto de la alta tasa de muestreo, obtenemos un algoritmo capaz de realizar la adquisición de los satélites GPS de forma más rápida i eficiente.

Mediante los resultados obtenidos con este algoritmo para cada satélite, se puede graficar la adquisición de estos tal y como se observa en los histogramas de la Fig. 11.6, donde en verde se observan los satélites hallados. La Fig. 11.6 (a) ha sido capturada analógicamente con una tasa de 250 Msps, la Fig. 11.6 (b) por el contrario obedece a la captura mediante el conversor analógico digital ADC08D500 a una tasa de 111 Msps.

Para decidir si un satélite esta presente, se utiliza una métrica que compara el máximo de la correlación con el segundo máximo y permite decidir en función de una métrica empírica, en nuestro caso 2.5, si el código PRN del satélite se encuentra, o no, disponible en la señal.

Observamos que en la Fig. 11.6 (a) tan solo se han hallado cuatro satélites, y en (b) 5. Esto es ocasionado por la falta de visibilidad. El número de satélites obtenido es suficiente para realizar una primera estimación de la posición, teniendo en cuenta que la visión de pocos satélites puede suponer un error grande según su posición geométrica; se conoce como *DOP Delution Of Precision* la medida de cómo afecta la geometría de los satélites en el error de la estimación de la posición.

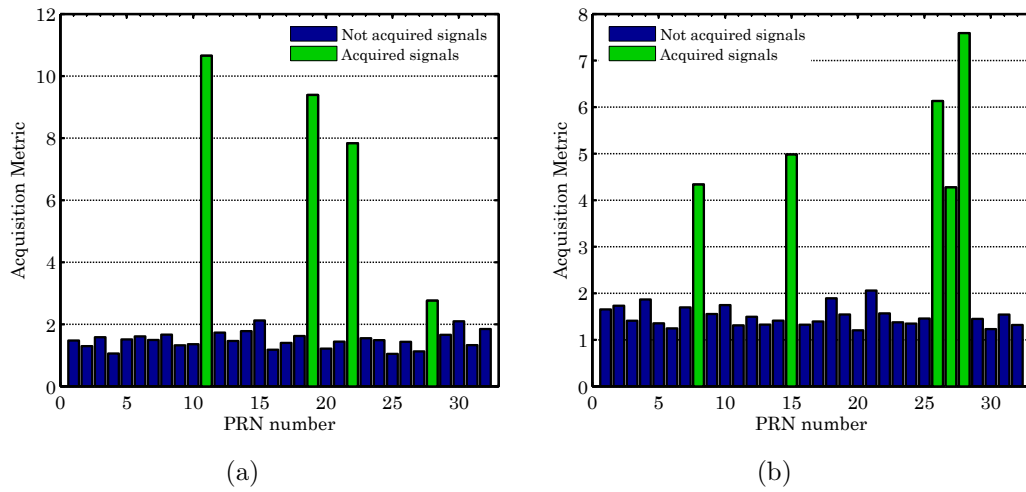


Figura 11.6: Ejemplos de visualización de la adquisición del sistema GPS para (a) captura analógica directamente en IF y (b) captura digital mediante el convertor analógico digital ADC08D500.

Una vez comprobado el funcionamiento del receptor mediante la adquisición de diferentes satélites, comprobamos que las capturas realizadas tanto en digital como en analógico concuerdan, sin obtener una degradación significativa en ninguno de ellos para condiciones de captura semejantes.

El siguiente paso es el estudio y análisis de la señal obtenida. Para ello se utiliza una señal capturada analógicamente a una tasa de muestreo de 500 Msps con el fin de obtener la señal lo más protegida posible frente al ruido. Se modifica el algoritmo para realizar una búsqueda más exhaustiva tanto en frecuencia como en fases del código, utilizando una precisión de 10 Hz para la frecuencia y realizando la búsqueda en fase por cada muestra de la señal. Se realiza la adquisición serie para el código PRN 23 de GPS, y se obtiene el resultado de la Fig. 11.7, donde se observa en detalle el pico triangular característico de la correlación de los códigos visto en la Fig. 2.5 del capítulo 2. De manera adicional, se observa como el resultado obtenido tiene un grosor espectral de 100 Hz como consecuencia de la correlación no nula a frecuencias cercanas.

11.3.2. Adquisición Galileo

Hasta el momento se ha comprobado el correcto funcionamiento del receptor para los satélites del sistema GPS. En este apartado se realizan las modificaciones necesarias a los algoritmos para la adquisición de las señales transmitidas por los satélites GIOVE-A y GIOVE-B. Estas modificaciones consisten principalmente en la adición de la subportadora y al incremento del número de muestras para correlar con el código pseudo-aleatorio completo.

Los vehículos espaciales GIOVE-A y GIOVE-B (*Galileo In-Orbit Validation Element*) son los dos primeros satélites lanzados para la fase de validación en órbita del sistema

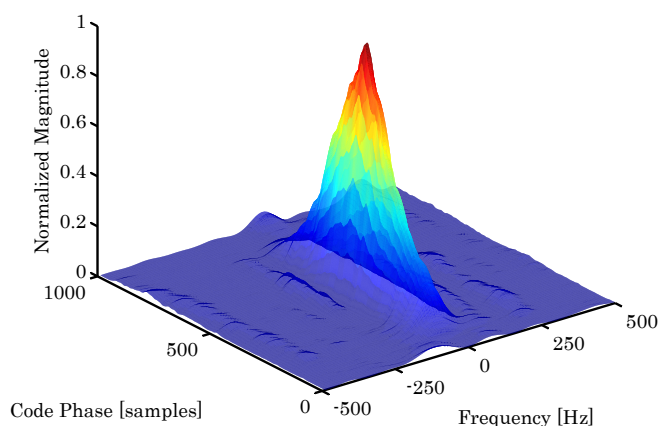


Figura 11.7: Detalle del pico para el código PRN 23 de GPS obtenido mediante adquisición por búsqueda paralela por fases del código. El máximo de la correlación se halla para un desfase del código de 465 muestras y una frecuencia de -2415 kHz respecto la frecuencia intermedia.

Galileo. Estos tienen capacidad para transmitir dos bandas simultáneamente E1-E5 o E1-E6, en el momento de las capturas los satélites estaban transmitiendo las bandas E1-E5. Se puede comprobar el estado de transmisión y otros parámetros en [2].

Las señales emitidas por los satélites GIOVE-A y GIOVE-B son representativas para las futuras señales del sistema Galileo en términos de ensanchado, tasa de chip de los códigos, tasa de bit de los datos y forma espectral. Estos parámetros son diferentes para cada componente y satélite, por lo que antes de empezar la modificación del código, se presentan sus características. En la tabla 11.2 se muestran las principales características de las señales de la banda E1, y en la tabla 11.3 las propiedades de los códigos pseudo-aleatorios que se utilizan [3].

Componente	Modulación	T. de chip [Mcps]	Subportadora [MHz]	T. de bit [bps]
GIOVE-A				
E1-A	BOCc(15,2.5)	2.5575	15.345	100
E1-B	BOC(1,1)	1.023	1.023	250
E1-C				n/a
GIOVE-B				
E1-A	BOCc(15,2.5)	2.5575	15.345	100
E1-B	CBOC(1,6,1,10/1)	1.023	1.023/6.138	250
E1-C				n/a

Tabla 11.2: Propiedades principales de las señales de navegación transmitidas en la banda E1 por los satélites de validación en órbita (GIOVE) del sistema Galileo.

Componente	Periodo del código ligado [ms]	Longitud del código [chips]	
		Primario	Secundario
GIOVE-A			
E1-A	10	25575	1 (n/a)
E1-B	4	4092	1 (n/a)
E1-C	200	8184	25
GIOVE-B			
E1-A	10	5115	5
E1-B	4	4092	1 (n/a)
E1-C	200	8184	25

Tabla 11.3: Propiedades de los códigos pseudo-aleatorios de los satélites GIOVE para la banda E1.

Mediante los cambios realizados al algoritmo de búsqueda serie en primer lugar, obtenemos las gráficas de la Fig. 11.8 donde se ha extraído el máximo de correlación obtenido para cada frecuencia con una resolución de 100 Hz. Se observa como los resultados obtenidos muestran claramente los picos de correlación para GIOVE-A y GIOVE-B.

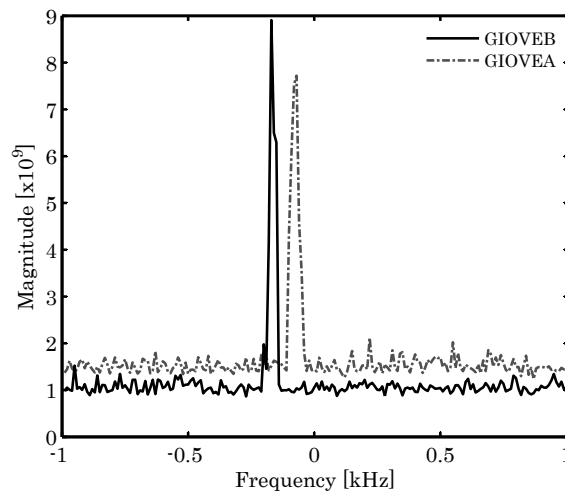


Figura 11.8: Comparación de los picos resultantes de la adquisición realizada con el algoritmo de búsqueda serie para los satélites de validación en órbita de Galileo: GIOVE-A y GIOVEB.

11.4. Resultados

Una vez modificado el algoritmo para la adquisición de Galileo podemos realizar la adquisición de ambos sistemas. En la Fig. 11.9 (a) podemos ver el pico de correlación de GPS comparado con la simulación teórica vista en el capítulo 2, en (b) se aprecia el resultado de la adquisición de la banda E1-B del satélite GIOVE-A de Galileo comparándola de nuevo con su simulación teórica.

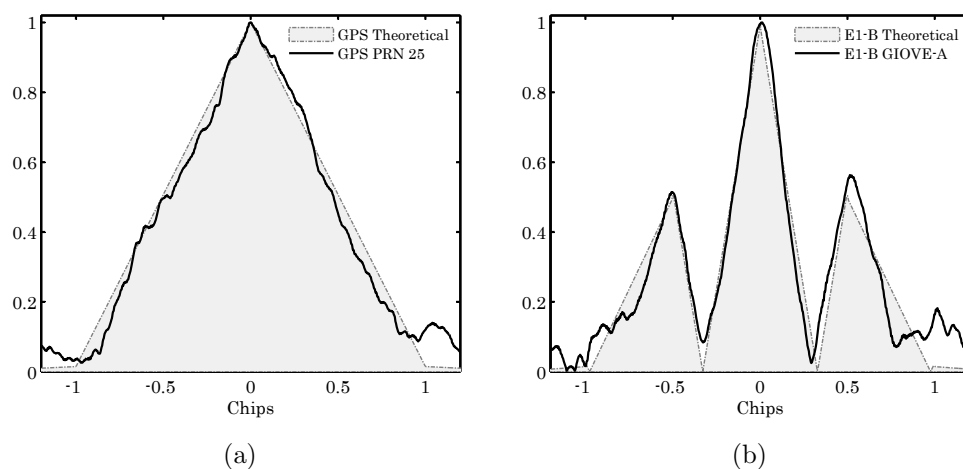


Figura 11.9: Comparación de los picos resultantes de la correlación entre: (a) simulación teórica y adquisición del satélite con PRN 25 de GPS y (b) simulación teórica y adquisición de la componente E1-A del satélite GIOVE-A del sistema Galileo.

En la Fig. 11.9 (a) y (b) podemos observar la gran concordancia entre la simulación de los picos de la correlación y la adquisición realizada con las capturas para ambos sistemas.

Como estamos limitados por el tamaño de la memoria del osciloscopio, no podemos capturar el tiempo suficiente para realizar una estimación de la posición (≈ 36 s). Sin embargo, podemos capturar a una tasa baja de muestreo suficiente tiempo como para además de realizar la adquisición de los satélites, podamos realizar la extracción de algunos bits de navegación. En la Fig. 11.10 podemos ver el resultado de la extracción de 2 segundos de bits de navegación para el satélite con PRN 8 de GPS. Podemos observar en este período el comienzo de una de las subtramas de GPS consistente en 8 bits utilizados como preámbulo con el patrón 10001011.

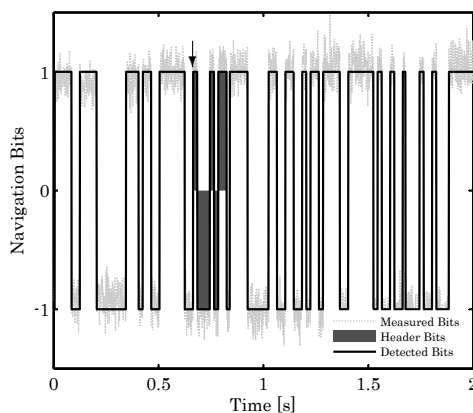


Figura 11.10: Bits del mensaje de navegación extraídos en un período de 2 segundos, a una tasa de muestreo de 20 Msps, para el satélite de la constelación GPS con PRN 8. La flecha indica el inicio del preámbulo y la subtrama.

11.5. Conclusiones

En este apartado se ha llevado a cabo la validación del receptor para el sistema final, utilizando las capturas realizadas para llevar a cabo la adquisición de diferentes satélites para los dos sistemas de posicionamiento estudiados.

Se han mostrado los principales métodos para realizar la adquisición. Se han implementado tanto el método de búsqueda serie como el método de búsqueda paralela por fases del código, siendo este último el método más eficiente en términos de coste computacional.

En cuanto a las capturas realizadas, se han proporcionado ejemplos de la adquisición mediante sus correlaciones para diferentes satélites en diferentes tiempos de captura, tanto para el sistema Galileo como para el sistema GPS.

En la adquisición, se ha obtenido una gran similitud de los picos de correlación entre las simulaciones teóricas y las correlaciones realizadas mediante los datos capturados, pudiendo validar el correcto funcionamiento del receptor GNSS en un entorno real.

Como demostración adicional, se ha realizado la extracción de algunos bits de navegación, donde se puede identificar el preámbulo de una de las subtramas que forman la trama de navegación del sistema GPS.

11.6. Bibliografía

- [1] Borre, K., Akos, D.M., et al., *A software-defined GPS and Galileo receiver: a single-frequency approach*. Birkhauser, 2007.
- [2] “European Space Agency: Galileo In-Orbit Validation Element (GIOVE), web: <http://www.giove.esa.int/>,”
- [3] Galileo Project Office, Th. Burger, “GIOVE-A+B Public Navigation SIS ICD (Interface Control Document),” *European Space Agency*, 2008.

Capítulo 12

Conclusiones y líneas futuras

12.1. Conclusiones

A lo largo de este trabajo se han visto los diferentes pasos seguidos para el diseño y construcción de un receptor GNSS multiconstelación y multifrecuencia.

En primer lugar se ha realizado el estudio de los sistemas de posicionamiento global por satélite Galileo y GPS, concretamente el estudio de sus señales, que junto al estudio de las arquitecturas más conocidas para cadenas receptoras de radio-frecuencia, han sentado las bases para desarrollar el receptor GNSS objeto de este trabajo.

La dualidad frecuencial se ha logrado mediante el uso de una arquitectura superheterodina basada en un mezclador de rechazo a frecuencia imagen (IRM). Este tipo de mezclador es capaz de trasladar en frecuencia dos señales equiespaciadas respecto a la señal de oscilador local; en nuestro caso la banda E5 y la banda E1. De forma adicional, la elección de esta arquitectura obedece a la necesidad de mantener similares los caminos de las señales en ambas bandas, con la finalidad de obtener una buena sincronización en la etapa de procesado y poder eliminar errores presentes en ambas bandas.

Para la implementación del receptor ha sido necesario el diseño y construcción de algunos de los bloques que lo componen. De esta forma, es necesario prestar un especial interés a la realización del filtro dual de la etapa de radio frecuencia.

El filtro dual es un elemento indispensable que evita la saturación de los elementos activos posteriores mediante la selección de las bandas de interés, y la atenuación del ruido fuera de banda. La dualidad, principal característica de este filtro, se consigue mediante la utilización de resonadores con doble resonancia, en nuestro caso se han estudiado y utilizado resonadores NB-SRR. Estos elementos cuentan con un comportamiento dual simétrico, es decir, las dos resonancias se obtienen en posiciones equidistantes a la frecuencia de diseño. Mediante el control de los acoplos entre diferentes partículas NB-SRR se consigue implementar un filtro asimétrico con bajas pérdidas, 2.4 y 3.5 dB en las bandas E5 y E1 respectivamente. Cabe destacar que tras los buenos

resultados obtenidos con este dispositivo, un artículo ha sido enviado a la revista *IEEE Microwave and wireless components letters* del IEEE y que lleva por título “*Dual-Band filter using Non-Bianisotropic Split-Ring Resonators for GPS-Galileo application*”.

Después del filtro dual se diseña y construye el mezclador con rechazo a frecuencia imagen. Este dispositivo se implementa mediante la concatenación de un demodulador IQ LT5575 de *Linear Technologies*, y un híbrido de 90° a frecuencia intermedia SMQ-C05 de *Synergy*. Gracias a este dispositivo obtenemos las bandas superior e inferior separadas a frecuencia intermedia mediante cancelación de fases. El rechazo entre una y otra banda conseguido es superior a 30 dB, con unas pérdidas de conversión de aproximadamente 7.5 dB.

Para realizar el batido de las bandas de interés en el mezclador es necesario la utilización de un tono muy estable a la frecuencia central entre las bandas de diseño. Para ello se implementa un oscilador local basado en un PLL ADF4360-5 de *Analog Devices* con una referencia de cristal controlada en temperatura, con una precisión de ± 0.5 ppm. Mediante un microcontrolador *Atmega168* de *Atmel* se programa el chip del PLL para obtener un tono a 1383.6 MHz, obteniendo un nivel de ruido de fase de -115 dB/Hz a 100 kHz, y una deriva de 50 Hz calculado en un intervalo de 2 horas.

La unión de estos dispositivos juntamente con los filtros de FI, amplificadores, el alimentador de la antena y el conversor analógico digital entre otros, se lleva a cabo de forma modular facilitando la fase de test y validación del dispositivo.

La validación del receptor se lleva a cabo en dos partes, en la primera se realiza un estudio de los parámetros del receptor. En esta etapa de test obtenemos un factor de ruido de 1.57 y 1.15 dB para las bandas E5 y E1 respectivamente, así como un punto de compresión a la entrada de -88.5 dBm y un punto de intercepción de tercer orden también referido a la entrada de -65 dBm, para el caso más restrictivo; resultando en un margen dinámico lineal (DR_l) de 3.2 dB y un margen dinámico libre de espurios de (DR_f) de 17.13 dB.

En la segunda parte de la validación del receptor, se realiza una campaña de medidas en un entorno real. En esta campaña se realizan diferentes capturas de diferentes satélites con un cielo parcialmente-cubierto, con el fin de validar diferentes configuraciones del receptor. Una vez tenemos las diferentes capturas, para realizar la adquisición de los satélites, se desarrolla una aplicación basada en algoritmos de adquisición de búsqueda serie y búsqueda en paralelo por fases del código, que permiten obtener una correlación entre los códigos pseudo-aleatorios transmitidos por los satélites, y los códigos pseudo-aleatorios generados de forma local.

Mediante estos algoritmos se comprueba el correcto funcionamiento del receptor capturando señales tanto del sistema GPS, actualmente en pleno funcionamiento, como para los dos satélites de la fase de validación en órbita de Galileo.

Es de especial interés destacar el carácter integral del proyecto, es decir, aunque se trata del diseño de un receptor de radio frecuencia, el proyecto trabaja las diferentes áreas de trabajo de un proyecto de ingeniería real, tales como diseño, implementación, validación y extracción de resultados mediante el procesamiento de los datos obtenidos.

Por último mencionar que los buenos resultados obtenidos con el receptor desarrollado, han permitido el envío de un segundo artículo al *XXIV Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio* (URSI 2009) con el título “*Cabecera de recepción multifrecuencia para los sistemas de navegación por satélite Galileo y GPS*”.

12.2. Líneas futuras de trabajo

En el punto en que se encuentra el proyecto se ha obtenido un receptor GNSS operativo para las bandas frecuenciales E5/L5 y E1/L1. El siguiente paso necesario es la validación de la banda E5/L5 en un entorno real, mediante la adquisición de los satélites GIOVE-A/B, y la adquisición del satélite IIR-20 de GPS, únicos satélites con capacidad para transmitir estas señales en modo de prueba. Para ello se requiere de una antena en banda ancha capaz de capturar todo el rango frecuencial que ocupan las señales, o bien, una antena dual en actual desarrollo por un proyecto paralelo.

El segundo punto a tener en cuenta, para una posible línea de trabajo futura, es la adquisición y el procesamiento de los datos capturados mediante una FPGA conectada al conversor A/D. Mediante la FPGA, se puede realizar un buffer de memoria que nos permita capturar un tiempo mayor con la finalidad de realizar el seguimiento de los satélites (*tracking*), con la finalidad de obtener una estimación de la posición.

La tercera línea de investigación posible es la validación de la captura de las bandas mediante la arquitectura *RF-sampling*, para la cual es necesario añadir un segundo bloque de ganancia de 50-60 dB adicionales en la etapa de radio frecuencia seguida del conversor A/D.

Firma del autor: