

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**Diseño del transceptor individual de los elementos radiantes
constituyentes de una antena reconfigurable en
comunicaciones por satélite y móviles**

Álvaro Nussbaum Navarro

Marzo 2011

**Diseño del transceptor individual de los elementos radiantes
constituyentes de una antena reconfigurable en
comunicaciones por satélite y móviles**

AUTOR: Álvaro Nussbaum Navarro

TUTOR: José Luis Masa ampos

Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas

Dpto. de Ingeniería Informática

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Marzo de 2011

Resumen:

Con el paso del tiempo las comunicaciones por satélite han perdido exclusividad en el ámbito militar. Sus aplicaciones en la investigación y el uso civil han crecido enormemente hasta convertirse en indispensables para el ritmo de vida actual. Existe una alta densidad de satélites orbitando alrededor del planeta a diferentes alturas y ofreciendo distintos servicios. La tendencia a emplear antenas inteligentes capaces de mantener la comunicación y realizar el seguimiento de varios satélites simultáneamente va en aumento. Este es el caso de la Antena GEODA, una antena con forma geodésica conseguida a base de 60 paneles triangulares, diseñada para operar en la banda de 1.7GHz. Cada panel es un phased array dividido en 15 celdas gracias a las cuales consigue variar el apuntamiento de su haz para realizar el seguimiento del satélite. Estas celdas se componen de 3 elementos radiantes, en total son 45 elementos radiantes por panel. Cada panel llevará instalado un receptor que realizará un procesamiento analógico de la señal en las etapas de amplificación, filtrado y conversión. Una vez procesada, un conversor analógico/digital digitalizará la señal para entregársela al demodulador digital. El objetivo de este proyecto ha sido diseñar, fabricar y medir 16 receptores e integrarlos en módulos rack para su mejor instalación.

Abstract:

Satellites have become more accessible for civil and scientific use, instead of only being used for military purposes. Nowadays there is a huge density of satellites orbiting around the earth at different heights and offering multiple services. Smart, conformal and multyarray antennas are being developed in order to maintain simultaneously several communication links with different satellites at the same time. Such is the case of the GEODA antenna which consists of a geodesic structure formed by 60 triangular panels and designed to operate in the 1.7GHz frequency band. Each of those panels is a phased array divided into 15 cells through which it controls the beam alignment in order to follow the satellite. The cells are composed by 3 radiating elements, therefore every panel has 45 radiating elements. Every panel will have installed a receiver that will make an analog signal processing in the stages of amplification, filtering and conversion. Once the processing is done, an analogue to digital converter will digitalize the signal for the final digital demodulator. The aim of this project has been designing, manufacturing and measuring 16 receivers. Those will be mounted in rack modules in order to be easily installable

Agradecimientos:

A pesar de “sólo” ser un proyecto de fin de carrera, han sido muchas horas de dedicación y de duro trabajo las que se han empleado para sacar adelante este proyecto. Son muchas las personas que directa- o indirectamente han participado, haciendo posible que este proyecto haya podido terminar con un buen final y a las que les estoy tremendamente agradecido.

Quiero empezar dándole las gracias sin duda alguna a mi tutor José Luis Masa Campos por haberme guiado tan bien a lo largo de todo el proceso, por haber estado siempre disponible para resolver, con toda la paciencia del mundo, las miles de dudas que me han podido surgir y por sus sabios consejos en lo académico y lo personal.

Este proyecto forma parte de una colaboración en un proyecto mucho más grande que se está llevando a cabo por la empresa INSA junto con la colaboración del Grupo de Radiación de la Universidad Politécnica de Madrid. Durante todo el desarrollo he tenido la oportunidad y la suerte de poder trabajar con muchos profesionales de ambos grupos y quisiera agradecerles enormemente a todas esas personas la cordialidad, profesionalidad y el respeto con el que siempre me han tratado. Ha sido una experiencia completamente enriquecedora. Particularmente, me gustaría darle las gracias por su especial apoyo y atención a Alberto Torre, Ignacio Montesinos, Alberto Antón, Jesús López, Isabel, a mi compatriota “El Suizo” y a Manuel Sierra.

En el ámbito personal quiero agradecer a mis amigos los TRONOS por todos estos años tan buenos que hemos compartido juntos, y los que nos quedan. Ellos que tantas veces me han preguntado si había terminado el proyecto ya. Pues sí, parece que ya por fin llegó el día. Todos vuestros ánimos son muy valiosos.

A todos mis buenos amigos que he hecho a lo largo de la carrera en la universidad compartiendo pupitre, prácticas, biblioteca, partidos de rugby, aprobados, algún suspenso... pero sobre todo siempre disfrutando y compartiendo risas. Sois muchos los que entráis en este saco y a todos os agradezco de corazón todos estos años juntos. La universidad es sin duda la mejor época de la vida.

Por último quiero dedicar este proyecto a mi familia y a mi novia Alba. Agradecerles especialmente por haberme apoyado siempre para superar todos los momentos duros y para disfrutar también de los buenos, por haberme transmitido todos los buenos valores de la vida y por hacer de mí la persona que soy. Su apoyo, amor y motivación han sido esenciales para poder sacar este proyecto y toda mi carrera adelante. Seguirá siendo el motor que me impulse en mi vida.

*“Me estoy muriendo y me estoy divirtiendo. Y seguiré divirtiéndome cada día que me quede de vida. Nunca pierdas el espíritu soñador infantil. Es muy importante. **Es lo que nos mueve.**”*

Randy Pausch – Una persona que desconocía la palabra motivación.

Álvaro Nussbaum Navarro
Marzo 2011

Índice de contenidos

1. Introducción	1
1.1. Motivación	2
1.2. Objetivos.....	6
1.3. Organización de la memoria.....	10
2. Estado del Arte	11
2.1. Breve introducción histórica de los Satélites	11
2.2. Comunicaciones por satélite	11
2.3. Tipos de satélites	12
2.4. Satélites meteorológicos polares NOAA y MetOp.....	25
2.5. Señales HRPT y APT	27
2.5.1. Señal APT.....	28
2.5.2. Señal HRPT	29
2.6. Pérdidas de Propagación	33
2.7. Balance del Enlace	34
2.7.1. Subarray de 3 elementos radiantes	35
2.7.2. Potencia a la entrada del Receptor.....	39
2.7.3. Potencia a la salida del Receptor	40
2.8. Antenas.....	41
2.8.1. Arrays de antenas	44
2.8.2. Antenas Inteligentes	45
2.9. Proyecto GEODA.....	47
2.10. Introducción a los sistemas de radiofrecuencia	49
2.10.1. Canal	50
2.10.2. Trasmisor.....	53
2.10.3. Receptor.....	54
2.11. Tipos de receptores	55

2.11.1. Receptor Homodino.....	55
2.11.2. Receptor Superheterodino	56
2.11.3. Receptor de Doble Conversión de frecuencia	57
2.12. Conceptos de los receptores	59
2.12.1. El mezclador básico.....	60
2.12.1.1. Características de un mezclador	63
2.12.2. Frecuencias Interferentes	66
2.12.3. El filtro de RF	70
2.12.4. El filtro de FI	70
2.12.5. Elección de las frecuencias del sistema	71
3. Diseño y Desarrollo	77
3.1. Análisis del receptor	77
3.2. Etapa de RF	81
3.2.1. Panel posterior.....	81
3.2.2. Panel Frontal	82
3.2.3. Vista superior de los Cajones de RF	84
3.2.4. LNA	84
3.2.5. Filtro RF Giza	91
3.2.6. Conversor de frecuencias Maxim	94
3.2.7. Divisor de potencia Wilkinson	104
3.2.7.1. Divisor Wilkinson 1:2	106
3.2.7.2. Divisor Wilkinson 1:8	108
3.3. Etapa de FI	114
3.3.1. Panel Frontal	114
3.3.2. Vista superior del cajón de FI.....	115
3.3.3. Filtros SAW.....	116
3.3.4. Filtro SIPAT SP27.5-3.4.....	123
3.3.5. Amplificador de FI	128

3.3.6. Amplificador ECG001B-G	129
3.3.7. Generador de ruido SMN7108.....	132
3.3.8. SPDT Switch HSWA2-30DR+.....	132
3.3.9. Combinador de potencia ADP-2-1	134
3.3.10. Circuito de FI	135
3.3.11. Primer diseño del Circuito de FI.....	137
3.3.12. Segundo diseño.....	144
3.3.13. Tercer y último diseño	147
3.4. Resultado final del ensamblado	150
4. Conclusiones.....	153
5. Líneas futuras de trabajo.....	155
6. Glosario	157
7. Anexos	159
7.1. Proceso de fabricación del cableado y soldado de conectores.....	159
7.1.1. Conectores SMA Hembra pasamuros.....	159
7.1.2. Conectores SMA macho cableado	159
7.1.3. Transiciones SMA Macho - SMA Macho	160
7.1.4. Conectores BNC Hembra pasamuros con cableado	160
7.1.5. Conectores BNC Macho con cableado.....	160
7.1.6. Conectores MCX macho con cableado	161
7.1.7. Conectores MCX de montaje superficial.....	162
7.2. Aparatos de medida, caracterización y fabricación.....	162
7.2.1. Analizador de redes Agilent – E5071C	162
7.2.2. Kit de Calibración del Analizador de Redes.....	162
7.2.3. Analizador de espectro	164
7.2.4. Kit de Fabricación HUBER+SUHNER	164
7.2.5. Estación de soldadura JBC.....	165
7.3. Planos	166

7.3.1. Primer diseño del circuito de FI	166
7.3.2. Segundo diseño del circuito de FI	167
7.3.3. Diseño Final del circuito de FI	168
7.3.4. Cajón RF Vista Anterior	169
7.3.5. Cajón RF Vista Superior	170
7.3.6. Cajón RF Vista Posterior	171
7.3.7. Cajón FI Vista Anterior	172
7.3.8. Cajón FI Vista Superior	173
7.3.9. Caja Wilkinson 1:2.....	174
7.3.10. Caja Wilkinson 1:8.....	175
7.4. Hojas de datos	176
7.4.1. LNA	176
7.4.2. Filtro RF	176
7.4.3. Mezclador	176
7.4.4. Filtro FI	176
7.4.5. Amplificador FI	176
7.4.6. Generador de Ruido.....	176
7.4.7. Switch.....	176
7.4.8. Combinador de potencia	176
8. Referencias.....	177

Índice de Figuras

Figura 1-2: Estructura de la antena GEODA [1.3].....	3
Figura 1-1: Esquema del proceso del Handover	3
Figura 1-3: a) Phased Array Triangular [1.3] b) Esquema del subarray formado por tres antenas de parche [1.5]	4
Figura 1-4: Posición del Receptor.....	4
Figura 1-5: Handover o comunicación simultánea con antena GEODA.....	5
Figura 1-6: a) Panel con calibre de referencia [1.3] b) Panel siendo caracterizado en la cámara anecoica de la UPM [1.5].....	7
Figura 1-7: Primeras pruebas realizadas en la azotea de la ETSIT	8
Figura 1-8: Esquema GEODA	9
Figura 2-1: Comunicación vía satélite	12
Figura 2-2: Órbita Geoestacionaria	15
Figura 2-3: Satélites GEO vistos desde el polo norte	15
Figura 2-4: Huella del satélite Astra [1.10].....	17
Figura 2-5: Constelación Iridium [1.29].....	19
Figura 2-6: Constelación Globalstar[1.28].....	19
Figura 2-7: Órbita Molniya [1.31].....	21
Figura 2-8: Órbita Tundra [1.32]	22
Figura 2-9: Representación de los tipos de órbitas [1.34]	22
Figura 2-10: Esquema de todos los tipos de órbitas [1.35].....	23
Figura 2-11: Órbitas complementarias del Programa IJPS [1.42]	26
Figura 2-12: Diferencias de resolución entre APT y HRPT [1.44]	28
Figura 2-13: Trama APT [1.48].....	29
Figura 2-14: PIRE de la señal HRPT en función del ángulo de elevación del satélite.....	31
Figura 2-15: Cálculo de la distancia Antena-Satélite (R) [1.49].....	31

Figura 2-16: Representación del mejor y del peor caso.....	32
Figura 2-17: Estructura del elemento radiante [1.8]	35
Figura 2-18: Tamaño real de los parches [1.7].....	35
Figura 2-19: Prototipo del Acoplador Híbrido [1.7]	36
Figura 2-20: Circuito del desfasador [1.7]	37
Figura 2-21: Diagrama de bloques del Subarray de 3 elementos radiantes	37
Figura 2-22: Implementación Física del circuito para los 3 elementos radiantes [1.3]	38
Figura 2-23: a) Distribución final de los parches del subarray con una separación de 120° b) Circuito completo del subarray en su caja de aluminio [1.4]	38
Figura 2-24: a) Vista frontal del array con los 15 subarrays b) vista lateral en la que se aprecia la configuración que adopta con los circuitos de los subarrays. [1.4]	39
Figura 2-25: Combinador Wilkinson 16 a 1 del panel [1.4].....	39
Figura 2-26: Antena de reflector parabólico [1.50].....	41
Figura 2-27: Antena parabólica Offset [1.52].....	42
Figura 2-28: Antena parabólica Cassegrain [1.53]	42
Figura 2-29: Antenas parabólicas orientables [1.54] [1.55]	43
Figura 2-30: Very Large Array (VLA) [1.56].....	45
Figura 2-31: Phased Array [1.59].....	46
Figura 2-32: Phased Array piramidal de triple cara [1.58]	47
Figura 2-33: a) Maqueta b) Panel y conexiones c) diagrama de bloques del subarray [1.4]	48
Figura 2-34: Esquema de combinación de señales de RF [1.4]	49
Figura 2-35: Espectro visible por el hombre (Luz) [1.61]	51
Figura 2-36: Diagrama básico de un transmisor	54
Figura 2-37: Diagrama básico de un receptor	54
Figura 2-38: Esquema de receptor homodino	55
Figura 2-39: Esquema de un receptor superheterodino.....	57
Figura 2-40: Esquema típico de un receptor superheterodino de doble conversión	58

Figura 2-41: Futuro progreso de digitalización en receptores	59
Figura 2-42: Mezclador básico	60
Figura 2-43: Señales que intervienen en el proceso de mezclado.....	61
Figura 2-44: Modelo de mezclador básico real	62
Figura 2-45: Situación de la banda imagen	65
Figura 2-46: Productos de intermodulación	66
Figura 2-47: Carta de mezclas espurias [1.1]	68
Figura 2-48: Esquema del proceso de conversión	69
Figura 2-49: Situación $FI = OL = RF/2$	73
Figura 3-1: Esquema de bloques del receptor unitario.....	77
Figura 3-2: Sintonización de los Satélites.....	78
Figura 3-3: Esquema global del receptor	80
Figura 3-4: Panel Posterior Cajón RF.....	81
Figura 3-5: Panel Frontal del Cajón RF	82
Figura 3-6: Potenciómetros que regulan el voltaje aplicado en cada canal para el AGC.....	83
Figura 3-7: Vista superior del Cajón de RF	84
Figura 3-8: LNA ZX60-33LN+[7.4.1]	85
Figura 3-9: Ganancia vs Frecuencia y Directividad VS Frecuencia (3V y 5V) [7.4.1]	86
Figura 3-10: Caracterización de la potencia de salida del LNA1 frente a la potencia de entrada (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)	87
Figura 3-11: Caracterización de la Ganancia del LNA1 frente a la potencia de entrada(a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)	87
Figura 3-12: Caracterización en frecuencia del LNA	88
Figura 3-13: Caracterización de la potencia de salida de los LNA del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)	89
Figura 3-14: Caracterización de la potencia de salida de los LNA del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)	89

Figura 3-15: Caracterización de la Ganancia de los LNA del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	90
Figura 3-16: Caracterización de la Ganancia de los LNA del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	90
Figura 3-17: Filtro GIZA (Vista superior (a) y lateral (b)).....	91
Figura 3-18: Lateral e inferior del Filtro GIZA (Dimensiones en mm) [7.4.2].....	92
Figura 3-19: Caracterización en banda del Filtro: Transmisión.....	92
Figura 3-20: Caracterización en banda del Filtro: Reflexión de ambos puertos.....	93
Figura 3-21: Caracterización en frecuencia del Filtro RF.....	94
Figura 3-22: Diagrama de bloques del chip MAX2102 [7.4.3].....	95
Figura 3-23: Mezclador MAXIM durante una caracterización.....	96
Figura 3-24: Caracterización en Potencia del AGC con ganancia máxima (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	98
Figura 3-25: Caracterización en Ganancia del AGC con ganancia máxima (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	99
Figura 3-26: Caracterización en Potencia de los circuitos MAXIM del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	100
Figura 3-27: Caracterización en Potencia de los circuitos MAXIM del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	100
Figura 3-28: Caracterización en Ganancia de los circuitos MAXIM del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	101
Figura 3-29: Caracterización en Ganancia de los circuitos MAXIM del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	101
Figura 3-30: Caracterización de la Ganancia en función de la tensión del AGC (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	102
Figura 3-31: Caracterización de la Ganancia en función del AGC para los circuitos MAXIM del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	102
Figura 3-32: Caracterización de la Ganancia en función del AGC para los circuitos MAXIM del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$).....	103
Figura 3-33 Diseño del divisor de potencia Wilkinson [1.73].....	104
Figura 3-34: Cálculo del ancho y largo del transformador $\lambda/4$ con la herramienta LineCalc....	106

Figura 3-35: Divisor de potencia Wilkinson 1:2 ensamblado en una caja de aluminio a medida	107
Figura 3-36: Caracterización en banda del Divisor de potencia Wilkinson 1:2	108
Figura 3-37: Reflexiones en los puertos del Divisor de potencia Wilkinson 1:2	108
Figura 3-38: Divisor de potencia Wilkinson 1:8 ensamblado en una caja de aluminio a medida	109
Figura 3-39: Caracterización en banda del Divisor de potencia Wilkinson 1:8 del Cajón RF I ..	110
Figura 3-40: Reflexiones en los puertos del Divisor de potencia Wilkinson 1:8 del Cajón RF I	111
Figura 3-41: Caracterización en banda del Divisor de potencia Wilkinson 1:8 del Cajón RF II .	112
Figura 3-42: Reflexiones en los puertos del Divisor de potencia Wilkinson 1:8 del Cajón RF II	112
Figura 3-43: Panel frontal del Cajón FI	114
Figura 3-44: Vista superior del Cajón FI.....	115
Figura 3-45: Transductor encargado de la conversión [1.74]	117
Figura 3-46: Transductor con vista de los dedos [1.74]	117
Figura 3-47: Filtro SAW elemental [1.74]	118
Figura 3-48: Celda Trifásica [1.74].....	118
Figura 3-49: Esquema de un filtro transversal [1.74].....	119
Figura 3-50: Esquema elemental de un filtro SAW [1.74].....	120
Figura 3-51: a) Filtro transversal con distribución uniforme b) Respuesta en frecuencia [1.74]	120
Figura 3-52: Transformadas de Fourier (frecuencia y tiempo) [1.74]	121
Figura 3-53 Filtro transversal con inserción de dedos variable de acuerdo a la función de la figura a) y con respuesta en frecuencia como la de la figura b). c) Forma de los dedos en distribución [1.74]	122
Figura 3-54: Dimensiones del filtro FI SIPAT [7.4.4]	123
Figura 3-55: Medidas proporcionadas por el Fabricante - Adaptación del Filtro FI	124
Figura 3-56: Medidas proporcionadas por el Fabricante - Ganancia del Filtro FI	124
Figura 3-57: Red de adaptación de los filtros de FI.....	125

Figura 3-58: Adaptación y reflexión de la primera simulación	125
Figura 3-59: Segundo estudio de red adaptadora	126
Figura 3-60: Adaptación y reflexión de la segunda simulación.....	126
Figura 3-61: Comparación en Adaptación de las simulaciones con los datos del fabricante ...	127
Figura 3-62: Comparación en Ganancia de las simulaciones con los datos del fabricante.....	127
Figura 3-63: Diagrama funcional y dimensiones del encapsulado SOT-89 [7.4.5].....	129
Figura 3-64: Comportamiento del amplificador extraído de las hojas de datos [7.4.5]	129
Figura 3-65: Circuito de alimentación propuesto por el fabricante [7.4.5]	131
Figura 3-66: Configuración de los pines (Vista superior) [7.4.7]	133
Figura 3-67: Diagrama funcional del switch [7.4.7]	133
Figura 3-68: Configuración de los pines del combinador [7.4.8]	134
Figura 3-69: Sección de la placa	135
Figura 3-70: Esquema del Circuito de FI.....	136
Figura 3-71: Diseño del circuito de FI.....	137
Figura 3-72: Vista lateral durante la caracterización del filtro.....	138
Figura 3-73: Medidas del circuito de FI sólo con el filtro	139
Figura 3-74: Comparación de los resultados medidos con los simulados de la red de adaptación del filtro	139
Figura 3-75: Medidas del circuito de FI con filtro y un amplificador	140
Figura 3-76: Medidas del primer circuito de FI completo.....	141
Figura 3-77: Medidas del segundo circuito completo.....	142
Figura 3-78: Se muestran los posibles puntos de cortocircuito en caso de soldar el filtro sin zócalos al plano superior y pegado al plano de masa.	144
Figura 3-79: Segundo diseño del circuito de FI que evita posibles cortocircuitos de la carcasa del filtro con la pista	145
Figura 3-80: Comparación entre el primer y el segundo diseño.....	145
Figura 3-81: Medidas de los 8 circuitos estables construidos según el segundo diseño	146

Figura 3-82: Último diseño fabricado con mayor densidad de talador y vías metalizadas que logran una mayor referencia del plano de masa para la estabilidad de los amplificadores	147
Figura 3-83: Medidas de los 8 circuitos construidos con el último diseño	148
Figura 3-84: Comparación de los tres diseños del circuito de FI.....	149
Figura 3-85: Esquema del sistema completo	150
Figura 7-1: Conectores SMA hembra pasamuros	159
Figura 7-2: Conectores SMA Macho con cableado	159
Figura 7-3: Transición SMA macho-macho	160
Figura 7-4: Conectores BNC Hembra pasamuros con cableado	160
Figura 7-5: Conectores BNC Macho con cableado	161
Figura 7-6: Conectores MCX macho con cableado	161
Figura 7-7: Conector MCX de montaje superficial	162
Figura 7-8: Analizador de Redes Agilent – E5071C	162
Figura 7-9: Kit de Calibración del Analizador de Redes.....	163
Figura 7-10: Analizador de espectro Rhode & Schwartz FSL.....	164
Figura 7-11: Kit de fabricación Huber+Suhner 74_Z_0_0_70	164
Figura 7-12: Estación de soldadura JBC.....	165
Figura 7-13: Primer diseño del circuito de FI	166
Figura 7-14: Segundo diseño del circuito de FI	167
Figura 7-15: Diseño Final del circuito de FI	168

Índice de Tablas

Tabla 1: Valores numéricos de las variables	14
Tabla 2: Banda de frecuencias empleadas en órbitas GEO [1.22]	16
Tabla 3: Comparación de órbitas con símil terrestre	20
Tabla 4: Resumen y comparación entre órbitas	24
Tabla 5: Tabla de satélites meteorológicos LEO polares [1.43]	27
Tabla 6: Canales de la señal HRPT	30
Tabla 7: PIRE de la señal HRPT en función del ángulo de elevación del satélite [1.9]	30
Tabla 8: Enlace de la señal HRPT para el satélite MetOp.....	34
Tabla 9: Bandas de radiofrecuencias [1.62]	51
Tabla 10: Bandas de frecuencia de microondas [1.61]	53
Tabla 11: Conectores utilizados del Mezclador Maxim	96
Tabla 12: Caracterización del divisor 1:2 a la frecuencia de operación 1672.5 MHz.....	107
Tabla 13: Medidas del divisor Wilkinson 1 a 8 del Cajón RF I	110
Tabla 14: Medidas del divisor Wilkinson 1 a 8 del Cajón RF II	111
Tabla 15: Lógica de control del switch	133
Tabla 16: Factores de ruido y Ganancias de los elementos	152

1. Introducción

En el siguiente documento se describe el proyecto de ingeniería consistente en el diseño, fabricación y caracterización del módulo de recepción, o banco de 16 receptores, que se empleará para la antena del proyecto GEODA. El proyecto GEODA consiste en la fabricación de una antena multi-array inteligente con forma geodésica y un diagrama de radiación adaptativo para establecer comunicaciones con satélites no estacionarios como los meteorológicos NOAA y MetOp de bajas órbitas LEO. Estos satélites operan a frecuencias en torno a los 1.7 GHz (Banda L) y son los que se contemplan para el uso de la GEODA en este proyecto. Gracias a su forma esta antena es capaz de ofrecer una cobertura desde los 5º a los 90º en elevación y de 360º en acimutal (Figura 1-2).

El proyecto GEODA se está llevando a cabo por *Ingeniería de Servicios Aeroespaciales (INSA)* junto con la participación de la *Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Madrid (ETSIT-UPM)* y la *Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid (EPS-UAM)*.

El diseño del módulo de recepción que propone INSA que sea fabricado se compone de **dos grupos de ocho receptores completos**. En total se llevará a cabo la fabricación de **16** canales de recepción individuales para recibir las señales de los satélites meteorológicos antes mencionados con la antena GEODA.

El tipo de receptor a construir se basará en el modelo de **receptor superheterodino con una sola conversión de frecuencia**. Esta conversión se realizará desde la banda de 1.7GHz hasta una frecuencia intermedia mucho menor, fijada en 27.5MHz, para poder realizar un filtrado más restrictivo. Una vez se ha realizado la conversión de frecuencias, se seleccionará la señal de información con un filtro centrado en la frecuencia intermedia y con un ancho de banda suficiente como para filtrar la señal de información. Esta señal es la que le será entregada a un conversor analógico/digital que digitalizará la señal para posteriormente demodularla digitalmente.

1.1. Motivación

En las comunicaciones por satélite las antenas empleadas para la recepción, en el segmento terrestre, son en gran medida antenas con grandes reflectores parabólicos con los que gracias a éstos se consiguen altas ganancias para compensar las altas pérdidas que suelen aparecer en las comunicaciones a tan larga distancia y con la atmósfera de por medio. El principal problema de los satélites no estacionarios, como por ejemplo los satélites de baja órbita (LEO), es que al no permanecer inmóviles vistos desde la tierra, es necesario realizar un seguimiento de los mismos para mantener la continuidad de la comunicación. Ello implica que la antena tenga que estar ajustando su orientación electro-mecánicamente de forma permanente.

Para poder crear una red de comunicaciones basada en satélites no estacionarios LEO y ofrecer una cobertura continua, éstos suelen formar grandes agrupaciones llamadas constelaciones tales como Iridium o Teledesic. Estas constelaciones pueden llegar a estar compuestas por hasta 66 satélites, como es el caso de Iridium. De este modo, antes de que el satélite con el que se está estableciendo la comunicación desaparezca por el horizonte, otro satélite de la constelación es visible y mantiene la continuidad del enlace.

Un inconveniente añadido a las antenas parabólicas orientables es que con una sola antena sólo se podría establecer la comunicación con un solo satélite. Por tanto para mantener una comunicación ininterrumpida con un sistema basado en una constelación de satélites se necesitaría un segmento terrestre compuesto por varias antenas orientables y comunicadas entre sí. Estas agrupaciones de antenas se conocen como "Arrays de antenas". De este modo cuando una antena perdiese la comunicación con un satélite por falta de visibilidad, habría otra antena manteniendo el enlace con otro satélite que hubiese aparecido por el horizonte antes de que desapareciese el primero. Esta maniobra se conoce como "Handover".



Figura 1-1: Esquema del proceso del Handover

Para solucionarlo se pensó en un diseño basado en la combinación de antenas de tipo phased array. Este tipo de antenas son capaces de controlar su diagrama de radiación mediante una variación controlada de la fase eléctrica sin necesidad de desplazamiento físico u orientación de la antena. La forma de la antena global que se está llevando a cabo es una semiesfera de 2.4m de diámetro que se apoya sobre un cilindro cuya altura es 1.5m (Figura 1-2). Para lograr ambas estructuras son necesarios 60 paneles triangulares.

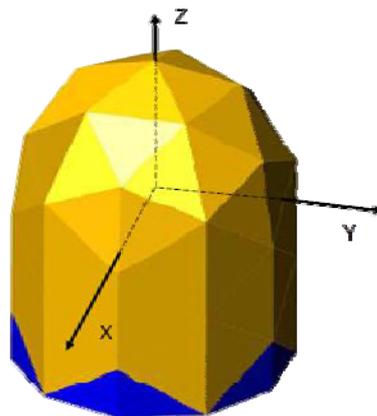
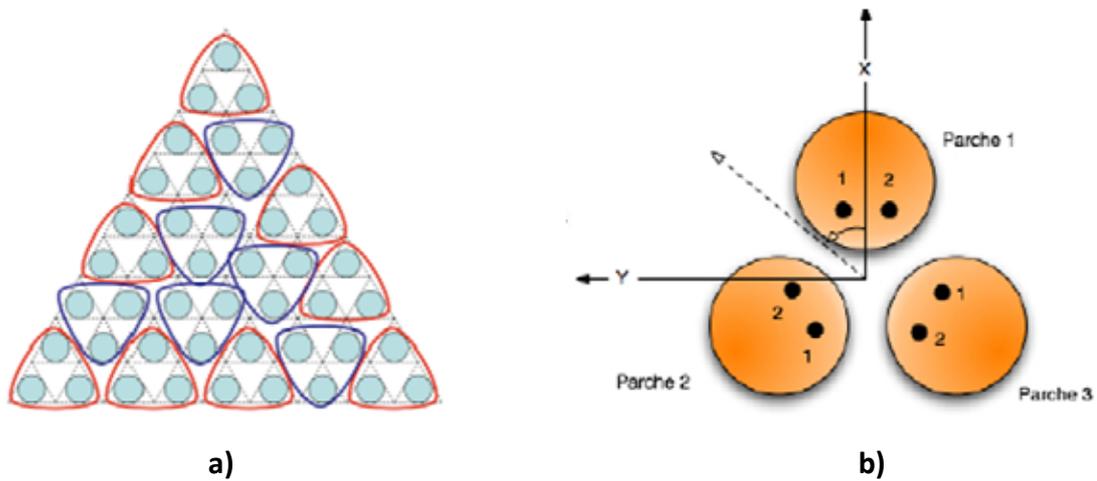


Figura 1-2: Estructura de la antena GEODA [1.3]

Cada panel triangular es un phased array compuesto por 45 elementos radiantes. Éstos a su vez se encuentran distribuidos formando 15 subarrays de 3 elementos cada uno como muestra la Figura 1-3.



**Figura 1-3: a) Phased Array Triangular [1.3]
b) Esquema del subarray formado por tres antenas de parche [1.5]**

Las 15 señales provenientes de los subarrays se aunarán en un combinador de potencia para formar una única señal por cada panel. Este es el punto en el que interviene el receptor que se ha desarrollado en este proyecto. Cada panel dispondrá de un receptor que recibirá la señal combinada de RF. El proceso de recepción consiste en un procesado analógico de la señal dividido en varias etapas de amplificación, filtrado y conversión de frecuencias desde la banda de RF situada en 1.7GHz a la banda de FI en 27.5MHz. Este procesado conduce la señal de RF hasta un conversor analógico-digital. Su diseño se basa en el esquema clásico de receptor superheterodino con conversión a una frecuencia intermedia.

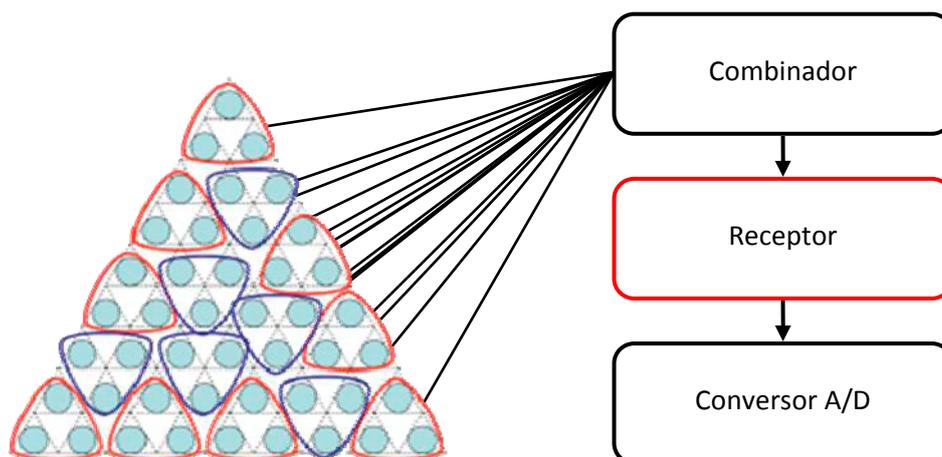


Figura 1-4: Posición del Receptor

No todos los paneles tienen que estar funcionando simultáneamente. Las señales provenientes de todos los receptores de los paneles pasarán a través de un selector de antenas que evaluará qué paneles son los que tienen que estar en funcionamiento para determinar el diagrama de radiación de la antena global más conveniente en cuanto a la comunicación y al seguimiento del satélite o de los satélites. Una vez seleccionadas serán procesadas digitalmente por el demodulador las señales de información deseadas. De esta manera se consigue que puedan existir varias comunicaciones al mismo tiempo con diferentes satélites, evitando así un aparatoso y costoso seguimiento electro-mecánico junto a los inconvenientes anteriormente mencionados.

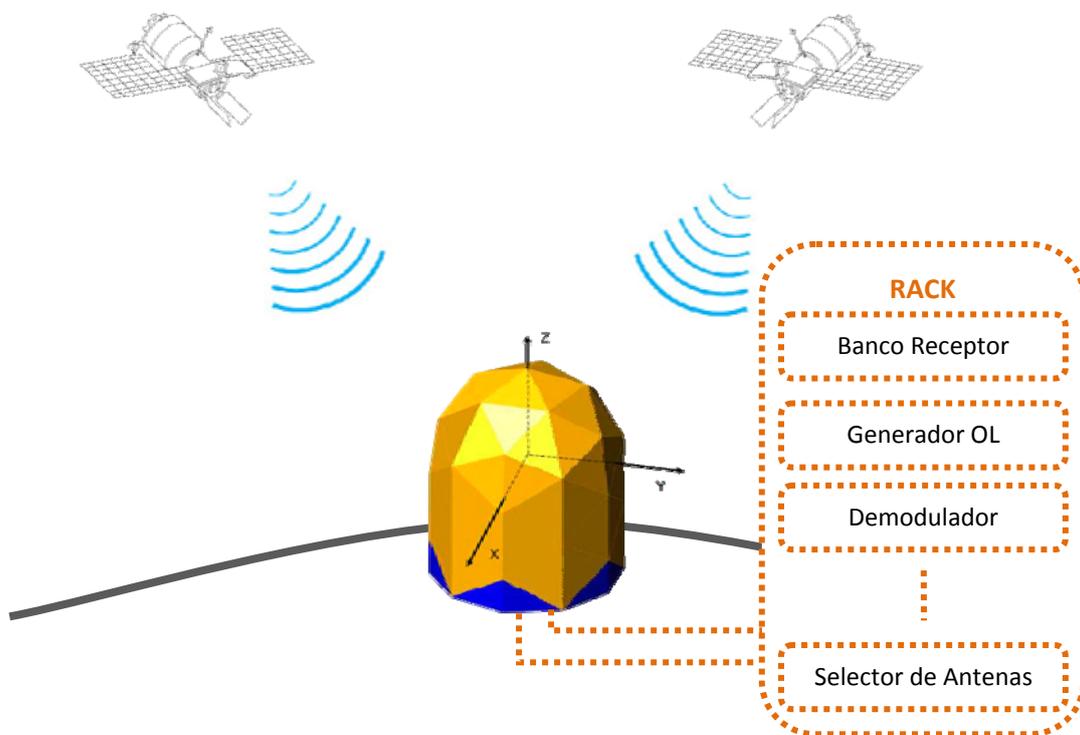


Figura 1-5: Handover o comunicación simultánea con antena GEODA

1.2. Objetivos

Originalmente el objetivo del proyecto era el diseño, construcción y medida de un prototipo del transceptor para uno de los paneles que posteriormente se replicará para cada panel que conforma la antena global.

Un transceptor es un dispositivo que realiza tanto las funciones de un transmisor, como las de un receptor. Dado que muchos componentes que emplean son comunes para ambas funciones se pueden integrar, pero al ser compartidas las comunicaciones no pueden ser full-dúplex, sólo podrán ser semi-dúplex. Esto quiere decir que o bien transmite, o bien recibe, pero no es capaz de realizar ambas simultáneamente.

Ello implicaba optimizar el prototipo inicial del receptor y además dotarlo de un transmisor. De esta manera la antena podría actuar como un nodo de comunicaciones bidireccionales para satélites. La optimización en el receptor vendría reflejada sobre todo en la ampliación de la banda de trabajo en RF. Se pretende que abarque desde 1.7GHz hasta 2.2GHz.

Se implementarían sobre placas individuales tanto el receptor como el transmisor para realizar comprobaciones y medidas del funcionamiento por separado. Finalmente se realizaría una integración total.

El objetivo del proyecto se modificó por necesidades de INSA con el proyecto GEODA. Sólo se contemplaba por el momento que la antena funcionase como una antena receptora, quedando para trabajos futuros el estudio de la función como transmisora y la optimización de la banda.

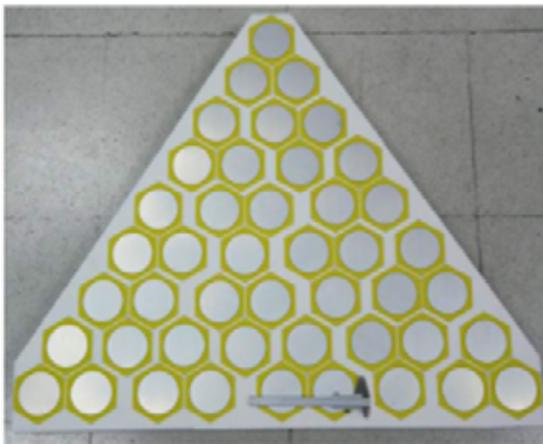
El receptor se diseñará para poder establecer comunicaciones en banda L con satélites LEO. En concreto se utilizarán los satélites meteorológicos, de órbita polar y de baja altura, NOAA y MetOp. La función de estos satélites es proporcionar información detallada para monitorizar las condiciones climatológicas de la tierra como pueden ser las concentraciones de ozono, velocidades de los vientos, temperatura, humedad, etc. Para ello van dotados de muchos instrumentos a bordo como por ejemplo Interferómetros Infra-rojos, dispersómetros, radiómetros, etc. Los datos medidos por los instrumentos del satélite son transmitidos a la tierra por medio de varios enlaces distribuidos en distintas bandas de frecuencias.

Tanto los NOAA como el MetOP transmiten la señal HRPT (*High Rate Picture Transmission*) en modo broadcast. Esta señal transmite una imagen de la tierra que captura el AVHRR (*Advanced Very High Resolution Radiometer*) [1.11] con alta resolución. Al transmitirla en modo broadcast, pueden recibirse estas señales sin necesidad de realizar ninguna acción de

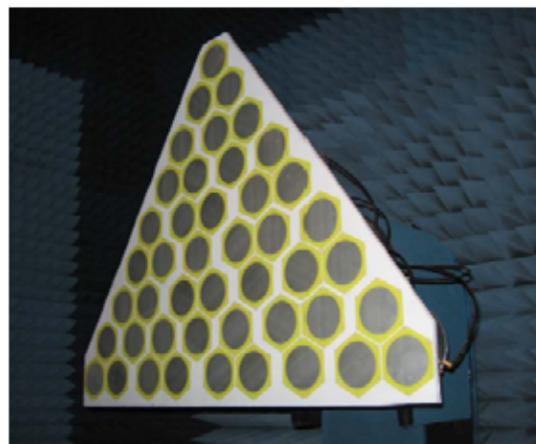
telecomando sobre el satélite. La portadora de esta señal varía entre satélites, pero suele estar en torno a los 1.7GHz (Banda L) y el ancho de banda la señal HRPT es de 3.5MHz.

Por tanto la función del receptor será compensar las pérdidas que pueden darse en el enlace debido a las fuertes atenuaciones por la distancia y la atmósfera para poder detectar la señal HRPT. Para ello se adoptará el modelo de receptor superheterodino con una sola conversión de frecuencias. Más adelante se explicará cómo se ha diseñado el receptor para poder detectar las señales de los diferentes satélites en función de las frecuencias de portadora de cada satélite.

Hasta la fecha en el proyecto GEODA se ha llevado a cabo la fabricación del primero de los paneles triangulares. Éste se caracterizó y se empleará para realizar pruebas a menor escala de la antena global y del funcionamiento del sistema.



a)



b)

**Figura 1-6: a) Panel con calibre de referencia [1.3]
b) Panel siendo caracterizado en la cámara anecoica de la UPM [1.5]**

Para poder realizar esas pruebas del sistema completo, INSA propuso que se llevase a cabo la fabricación, integración y caracterización de un módulo compuesto por 16 canales de recepción, o banco de receptores, que se instalaría con este panel para realizar simulaciones del sistema y de la antena global a menor escala. Esto es que en lugar de instalar un receptor por cada panel, al haber sólo un panel, se le asociaría un receptor a cada subarray del panel. Como se indicaba anteriormente, cada panel está compuesto por 45 elementos radiantes agrupados en 15 tríos (subarrays). Se solicitaron 16 receptores para tener un receptor de más por precaución. Con esta configuración es como si se estuviese trabajando con una antena de 15 paneles (Figura 1-7). Con estas pruebas no se conseguirá ni la cobertura, ni la ganancia del

diseño global, pero ayudará a determinar posibles puntos débiles del sistema. En un futuro cada panel llevará un único receptor asociado.



Figura 1-7: Primeras pruebas realizadas en la azotea de la ETSIT

Este banco de receptores debía estar formado entonces por 16 canales de recepción completos integrados en módulos para su instalación en un RACK. En concreto el banco de 16 receptores debía dividirse en 2 bancos de 8 receptores, cada uno instalado en módulos RACK mencionados anteriormente. Ese RACK albergará diferentes módulos como el generador de señal externo que proporciona la señal del oscilador local para sintonizar el receptor, el demodulador digital con el conversor A/D, el selector de antenas, el banco de receptores, etc. (Figura 1-5). Y en un futuro irá también alojado el transmisor.

Cada banco de 8 receptores se separará a su vez en dos etapas:

- Por un lado estará la parte que procesa las señales en **RF**. Esto no es más que las frecuencias antes de la conversión. En esta etapa se procesa con la señal portadora, es decir en nuestro caso en torno a los 1.7GHz.

- La otra etapa es la de **FI** (Frecuencia Intermedia). Esta etapa opera con las señales tras la conversión de frecuencia.

Dado que todos los receptores realizarán la misma conversión de frecuencias, todos ellos deberán llevar la misma referencia del oscilador local. Se optó por tener una referencia externa de oscilador local, con un generador de señales, para poder tener más control del nivel de potencia y de la frecuencia de sintonía del mismo. Cada módulo de RF tiene que tener por tanto una red que se encargue de distribuir la señal común del oscilador local. Esta red se implementó con un divisor de potencia Wilkinson, como veremos posteriormente.

Según lo anteriormente descrito, la configuración del sistema quedaría como muestra la Figura 1-8.

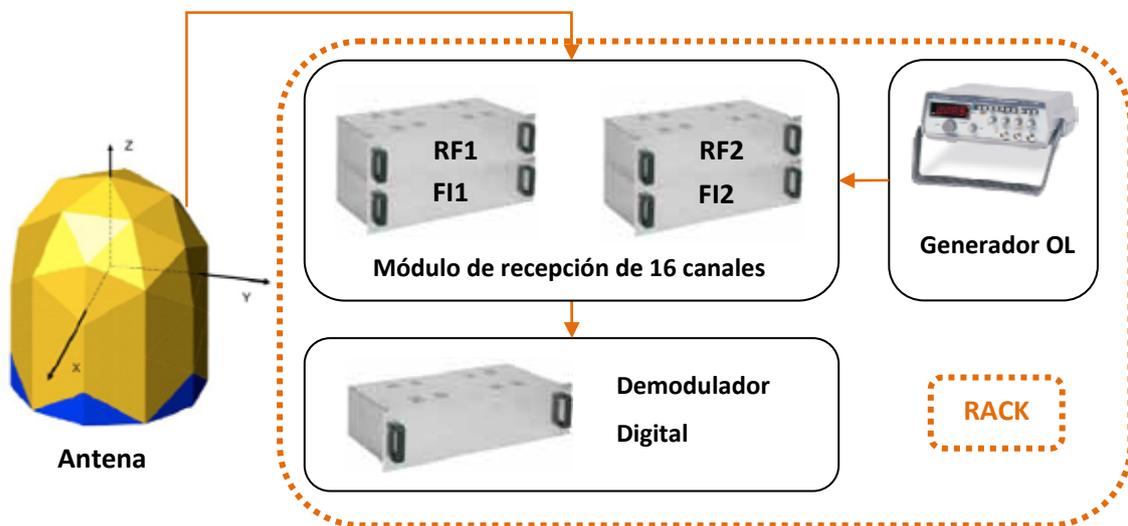


Figura 1-8: Esquema GEODA

La interfaz del conexionado con la antena que exigía INSA podía albergar los siguientes tipos de conectores:

- SMA (*SubMiniature versión A*) secciones 7.1.1 y 7.1.2
- Type N Connector
- BNC (*Bayonet Neill-Concelman*) secciones 7.1.4 y 7.1.5
- MCX (Micro Coaxial) sección 7.1.6

1.3. Organización de la memoria

El siguiente documento se divide en 8 secciones:

Sección 1: Esta sección tiene como objetivo situar brevemente al lector en el contexto del proyecto. Se explica en qué consiste el proyecto GEODA, y quien lo está llevando a cabo, para poder dar paso detallar el objetivo de este proyecto.

Sección 2: El estado del arte comienza con una breve introducción histórica de las comunicaciones por satélite. Se presentan las funcionalidades de los satélites junto a su clasificación en función de su órbita. Una vez analizados los tipos de satélites y sus señales, se analizan los tipos de receptores y se explica toda la teoría relacionada y se enfoca sobre el diseño de la solución a implementar.

Sección 3: Tras la teoría viene la práctica. Se detalla gráfica- y numéricamente el comportamiento real medido de cada uno de los componentes que intervienen para posteriormente poder realizar un análisis.

Sección 4: Tras las medidas y caracterizaciones de la implementación, quedan reflejadas en esta sección las conclusiones finales fruto del análisis de los resultados obtenidos

Sección 5: Se detallan las posibles líneas de trabajo futuro a modo de continuación de este.

Sección 6: Glosario de acrónimos que aparecen a lo largo del documento, aunque se ha tratado siempre de explicarlo en el documento la primera vez que se menciona algún acrónimo.

Sección 7: Este apartado muestra los anexos. En él se pueden encontrar los planos que han sido diseñados, el proceso de fabricación de todos los conectores empleados, las hojas de datos de los componentes y una breve descripción de los aparatos de medida y fabricación utilizados en el desarrollo del proyecto.

Sección 8: Se muestra el listado de las referencias empleadas. Las dos primeras se corresponden con la bibliografía que se ha empleado principalmente a lo largo de todo el proyecto. Las siguientes 7 son publicaciones en el IEEE y en revistas relacionadas con el proyecto GEODA, junto con la documentación privada de INSA.

2. Estado del Arte

2.1. Breve introducción histórica de los Satélites

En la década de 1950 se hicieron experimentos con globos meteorológicos metalizados, pero las señales recibidas eran demasiado débiles. El ejército de Estados Unidos logró construir un sistema de comunicaciones empleando la Luna como satélite pasivo para comunicar los barcos con tierra firme y para comunicarse con Hawaii desde Washington (1956-1962).

El 4 de Octubre de 1957 se lanzó el primer satélite artificial de la historia, el Sputnik I [1.12]. Tenía una masa aproximada de 83 kg, contaba con dos transmisores de radio que operaban a 20,007MHz y 40,002 MHz y orbitó la Tierra a una distancia de entre 938 km en su apogeo y 214 km, en su perigeo. Era una esfera de aluminio de 58cm de diámetro, en la que albergaba todos los circuitos y su energía de alimentación, y de la esfera salían cuatro finas antenas de 2.5m de longitud. El análisis de las señales de radio se usó para obtener información sobre la concentración de los electrones en la ionosfera. La temperatura y la presión se codificaron en la duración de los pitidos de radio que emitía, indicando que el satélite no había sido perforado por un meteorito. Tras completar 1400 órbitas a la tierra, acabó cayendo 92 días posteriores al día de su lanzamiento.

En 1962 se lanzó el que sería el primer satélite artificial de telecomunicaciones, el Telstar I [1.13]. Fue diseñado para retransmitir televisión, teléfono y datos de comunicaciones. Estuvo en órbita 7 meses tras sufrir daños causados por las radiaciones del recién descubierto cinturón de Van Allen. Fue dos años después, en 1964, cuando se lanzó un nuevo satélite, el Telstar II, con el que se consiguió la primera transmisión transatlántica de video con éxito.

Nacían las comunicaciones por satélite para todo tipo de servicios (TV, teléfono, etc). La UIT expidió las primeras reglamentaciones internacionales para comunicaciones vía satélite.

2.2. Comunicaciones por satélite

En un sistema de comunicaciones vía satélite, el satélite es sólo una parte del sistema. La otra parte es el denominado segmento terreno, compuesto por dos tipos de estaciones:

- Estaciones de TT&C (*Telemetry, Tracking and Command*), encargadas de operaciones de control sobre el satélite.
- Estaciones de comunicaciones, encargadas de transmitir y recibir los datos del satélite. En nuestro nuestra antena únicamente recibirá.

El uso más común de un satélite es permitir que las estaciones terrestres se comuniquen entre sí cuando la distancia que separa a las estaciones terrestres es tan grande que no permite la comunicación directa, utilizando uno o varios satélites como estación repetidora (Figura 2-1). También son muy utilizados para captar datos meteorológicos de la tierra.

Un satélite no tiene por qué procesar la señal recibida, se puede limitar a actuar de mero “espejo de señal” reflejando la señal que le llega. Estos son los llamados satélites pasivos. Los satélites activos, más comunes, en cambio sí que procesan las señales, amplificándolas y filtrándolas antes de emitir las.

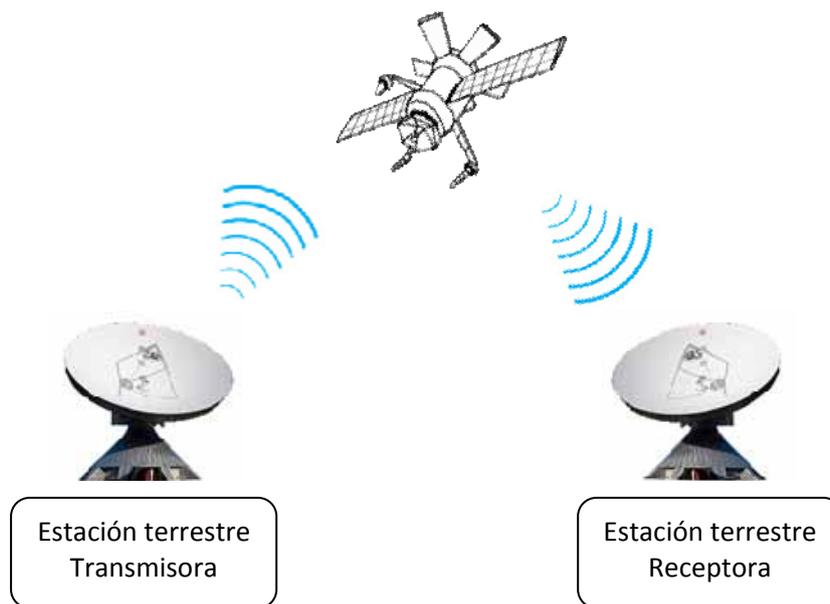


Figura 2-1: Comunicación vía satélite

El término estación terrestre es utilizado indistintamente para indicar todo tipo de terminal que se comunica desde la tierra con un satélite, sin importar si ésta está ubicada en un punto fijo sobre la superficie de la tierra o está instalada en un avión, en un barco o en cualquier tipo de vehículo terrestre [1.14].

2.3. Tipos de satélites

Se denomina Satélite a cualquier objeto que orbita alrededor de otro principal, siendo el objeto principal normalmente un planeta. Como antes se mencionaba, la Luna es un satélite, pero se le considera un satélite natural. Los satélites artificiales son naves espaciales que el ser humano ha construido y puesto en órbita en el espacio alrededor de nuestro planeta. Éstos se

pueden distinguir de muchas maneras, ya sea por su funcionalidad, órbita que describe, etc. Existen dos grandes grupos:

- *Satélites de observación:* los satélites de observación terrestre son satélites artificiales diseñados para observar la Tierra desde una órbita. Suelen emplearse para aplicaciones como el control del medio ambiente, meteorología, cartografía, telescopios, etc.
- *Satélites de comunicación:* su principal funcionalidad es la transmisión, distribución y diseminación de información desde diversas ubicaciones de la Tierra, a otras posiciones.

Indistintamente de que sea un satélite de observación o de comunicación, principalmente se suelen categorizar en función de la altura de la órbita que describen alrededor de la tierra. El periodo orbital de los satélites dependerá de su altura, cuanto más cerca esté, más corto será el periodo. La altura también influirá de forma decisiva a la hora de obtener el número de satélites necesario para conseguir la cobertura deseada. En función del ancho del haz, el área de cobertura será mucho menor estando en una órbita baja que en una de mayor altura. Por otro lado la potencia necesaria para emitir desde órbitas bajas es menor, con los inconvenientes que ello conlleva. Entonces se intenta alcanzar un compromiso que dé una relativamente buena zona de cobertura y una potencia de transmisión lo más baja posible.

Se pueden diferenciar cuatro tipos de órbitas según sus altitudes [1.15]-[1.21]:

- **GEO (Geostationary Earth Orbit):** Órbitas Terrestres Geosíncronas, también conocida como Cinturón de Clarke, en honor al escritor de ciencia ficción Arthur C. Clarke, que en 1945 escribió por primera vez acerca de esta posibilidad. Una órbita geosíncrona es la órbita que describe un satélite alrededor de la Tierra con el mismo período de rotación que la Tierra (es decir, con la misma velocidad angular ω). Si además la órbita está sobre el Ecuador, y es una circunferencia, se denomina órbita geoestacionaria.

Para calcular la altura de una órbita geoestacionaria, se utiliza la Segunda Ley de Newton y la Ley de Gravitación Universal. La fuerza que la Tierra ejerce sobre el satélite es la fuerza gravitatoria, donde:

- M_T es la masa de la Tierra
- m_s es la masa del satélite

- R_T es el radio de la Tierra
- G la constante de gravitación universal

Como la velocidad angular es constante, la única aceleración que tiene el satélite es la aceleración normal (a_n), paralela a la fuerza gravitatoria. Luego sustituyendo las variables, nos quedan de la siguiente manera las fórmulas:

$$F = m_s a_n \quad ; \quad a_n = \omega^2 (r + R_T)$$

$$F = G \frac{m_s M_T}{(h + R_T)^2}$$

Si despejamos h y sustituimos los valores numéricos indicados en la Tabla 1:

Tabla 1: Valores numéricos de las variables

G	$6,67 \cdot 10^{-11} \text{ N m}^2 \text{ kg}^{-2}$
R_T	$6,378 \cdot 10^6 \text{ m}$
M_T	$5,973610 \cdot 10^{24} \text{ kg}$
ω	$7,29 \cdot 10^{-5} \text{ rad s}^{-1}$

$$h = \sqrt[3]{\frac{GM_T}{\omega^2}} - R_T = 35780 \text{ km}$$

La órbita GEO está situada a 35.780 kilómetros de altura, con una latitud de 0 grados, es decir situada sobre el ecuador. El período de esta órbita es de exactamente 24 horas y por lo tanto estará siempre sobre la misma posición relativa respecto a la Tierra. Vistos desde la tierra, los satélites que giran en esta órbita parecen estar inmóviles en el cielo, por lo que se les llama **satélites geoestacionarios**. Esto tiene dos ventajas importantes para las comunicaciones: permite el uso de antenas fijas, pues su orientación no cambia y asegura el contacto permanente con el satélite. Y gracias al apuntamiento único ha sido posible reducir notablemente la complejidad de los sistemas de recepción.

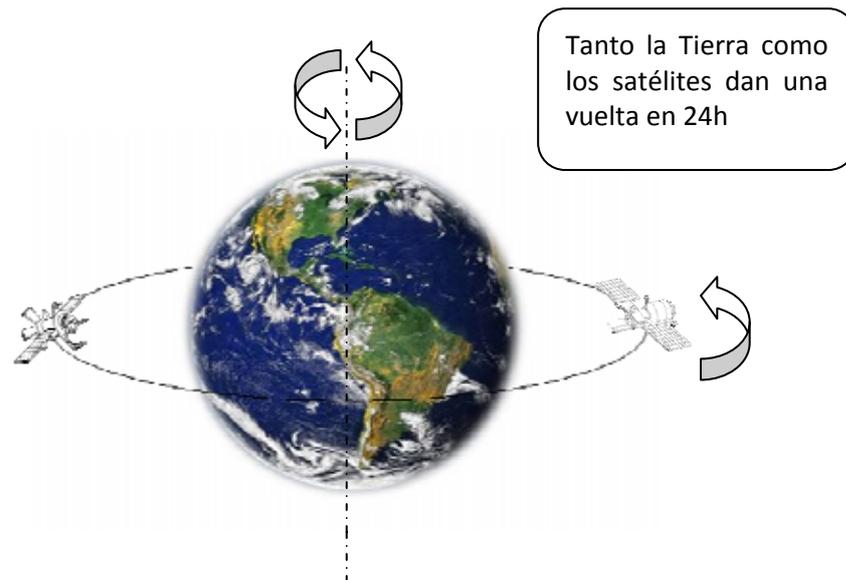


Figura 2-2: Órbita Geoestacionaria

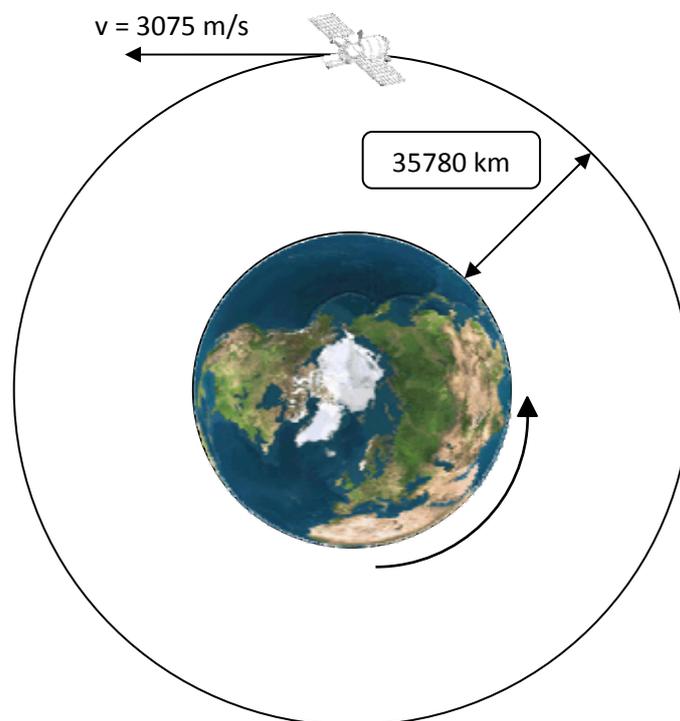


Figura 2-3: Satélites GEO vistos desde el polo norte

Hoy en día el cinturón de Clarke es la órbita más congestionada. La mayoría de los satélites actuales son GEO debido a las grandes ventajas que ofrecen. Debido a su

altura se precisan poca cantidad de satélites para cubrir la totalidad de la superficie terrestre, pero al estar situados a esa altura, poseen un retardo ideal de mínimo 0,24 segundos ($=2 \cdot 35.780\text{km} / 300'000\text{km/s}$). Este retardo se debe al camino de ida y vuelta que ha de recorrer la señal desde la tierra si el satélite se encontrase justo encima de la antena. En la práctica este retardo suele estar comprendido ente los 0,25s y 0,3s debido a la posición relativa del emisor, el receptor y el satélite.

Los satélites GEO comerciales funcionan en tres bandas de frecuencias, llamadas C, Ku y Ka. La gran mayoría de emisiones de televisión por satélite se realizan en la banda Ku.

Tabla 2: Banda de frecuencias empleadas en órbitas GEO [1.22]

Banda	Frecuencia ascendente (GHz)	Frecuencia descendente (GHz)
C	5,925 - 6,425	3,7 - 4,2
Ku	14,0 - 14,5	11,7 - 12,2
Ka	27,5 - 30,5	17,7 - 21,7

Las frecuencias ascendentes y las descendentes no pueden estar en el mismo rango de frecuencias para así evitar que interfieran entre sí. Pero ¿por qué las frecuencias descendentes son siempre de menor magnitud que las ascendentes? La razón es el consumo energético. La fuente primaria de energía de los satélites son los paneles solares que tienen desplegado a los que se conectan baterías que se cargan a través de éstos para proporcionar energía en periodos de sombra y eclipses. Por lo tanto la energía es un recurso que conviene ahorrar al máximo. Como transmitir una señal de mayor frecuencia es más costoso, en términos de potencia, que una de menor frecuencia se le asignó a los satélites las frecuencias de transmisión inferiores y a las estaciones terrestres las superiores.

No es conveniente poner muy próximos en la órbita geoestacionaria dos satélites que funcionen en la misma banda de frecuencias, ya que pueden interferirse. En la banda C la distancia mínima es de dos grados, y en la Ku y la Ka es de un grado. Esto limita en la práctica el número total de satélites que puede haber en toda la órbita geoestacionaria a 180 en la banda C y a 360 en las bandas Ku y Ka. La distribución de bandas y espacio en la órbita geoestacionaria se realiza mediante acuerdos internacionales (ITU y FCC). Cada una de las bandas utilizadas en los satélites se divide en canales. Para cada canal suele haber en el satélite un repetidor, llamado transpondedor, que se ocupa de

captar la señal ascendente y retransmitirla de nuevo hacia la tierra en la frecuencia que le corresponde. Cada canal puede tener un ancho de banda de 27 a 72 MHz y puede utilizarse para enviar señales analógicas de vídeo y/o audio, o señales digitales que puedan corresponder a televisión (normal o en alta definición), radio digital (calidad CD), conversaciones telefónicas digitalizadas, datos, etc. La eficiencia que se obtiene suele ser de 1 bit/s por Hz; así, por ejemplo, un canal de 50 MHz permitiría transmitir un total de 50Mbit/s de información.

La elevada direccionalidad de las altas frecuencias hace posible concentrar las emisiones por satélite a regiones geográficas muy concretas, hasta de unos pocos cientos de kilómetros. Esto permite evitar la recepción en zonas no deseadas y reducir la potencia de emisión necesaria, o bien concentrar el haz para así aumentar la potencia recibida por el receptor, reduciendo al mismo tiempo el tamaño de la antena parabólica necesaria. Por ejemplo, el satélite Astra tiene una huella que se aproxima bastante al continente europeo.

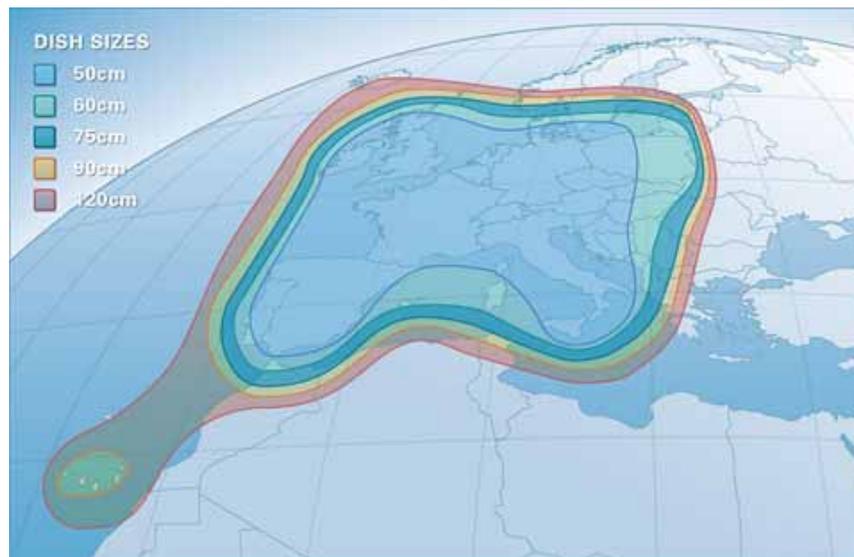


Figura 2-4: Huella del satélite Astra [1.10]

Otra característica singular de los satélites es que sus emisiones son broadcast de manera natural. Tiene el mismo coste enviar una señal a una estación que enviarla a todas las estaciones que se encuentren dentro de la huella del satélite. Para algunas aplicaciones esto puede resultar muy interesante, mientras que para otras, donde la seguridad es importante, es un inconveniente, ya que todas las transmisiones han de ser cifradas. Cuando varios ordenadores se comunican a través de un satélite los

problemas de utilización del canal común de comunicación que se presentan son similares a los de una red local.

- **MEO (Medium Earth Orbit) o ICO (Intermediate Circular Orbit):** Órbita Terrestre Media. Se encuentran entre los dos cinturones de Van Allen a una altura de entre 10075 Km y 20150 Km. A diferencia de los GEO su posición relativa respecto a la Tierra no es fija. Debido a su menor altitud se necesitarán más satélites para cubrir la superficie terrestre, pero por contra se reduce su potencia de emisión y la latencia del sistema de forma significativa. Se utilizan principalmente para sistemas de posicionamiento y navegación como el GPS. Aunque presentan una mayor visibilidad que los satélites de baja órbita LEO, se ven afectados por la radiación de los Cinturones de Van Allen.
- **LEO (Low Earth Orbit):** Órbita Terrestre de Baja altura. Son órbitas cuyos satélites están a una altura, con respecto a la Tierra, de entre 250 km y 1000 km. Estas alturas no pueden ser inferiores para así evitar fricciones con la atmósfera y precipitarse hacia la tierra. Tampoco pueden ser superiores, porque entrarían en los cinturones de Van Allen y éstos provocarían averías electrónicas en el satélite. Al estar a tan baja altura, implica una gran velocidad en la trayectoria y reducidos tiempos de visibilidad para un punto concreto de la superficie terrestre con respecto al satélite. Pero en cambio tiene muy poca latencia y una atenuación por propagación reducida. [1.24]

Generalmente estas órbitas las ocupan satélites de misiones de observación meteorológica y compañías de comunicaciones móviles y datos que ofrecen cobertura mundial repartiendo varios satélites para formar constelaciones tales como:

- **Orbcomm:** Ofrece un servicio de de conectividad global M2M (Machine 2 Machine) gracias a pequeños paquetes de datos que viajan a través de una constelación de 29 satélites LEO combinada con redes celulares GSM. [1.25]
- **Iridium:** La constelación Iridium fue diseñada por Motorola. Su nombre está relacionado con el elemento Iridio, ya que su número atómico es 77 y el sistema fue diseñado para albergar esa cantidad de satélites LEO alrededor de la tierra, de ahí su símil con el átomo. Finalmente la constelación está formada por 66 satélites distribuidos en seis órbitas circulares, polares y equidistantes en grupos de 11 satélites. El proyecto inicialmente fue diseñado y se puso en funcionamiento en 1998 para ofrecer cobertura global en comunicaciones

móviles como alternativa a las redes GSM de aquel entonces. Un año más tarde el proyecto quebró debido al elevado coste de los terminales y de las tarifas. Las comunicaciones móviles por GSM han ido abaratándose.

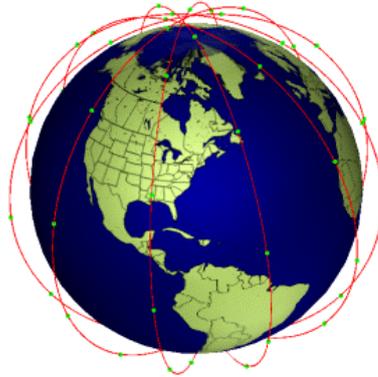


Figura 2-5: Constelación Iridium [1.29]

Actualmente las soluciones de Iridium, que fue comprada y relanzada por nuevos socios, se utilizan activamente en mercados verticales como los petroleros, mineros, ecoturismo y militar. Después de los sucesos del 11 de septiembre de 2001 los organismos de seguridad estadounidenses utilizan soluciones Iridium como su sistema preferido de telecomunicaciones satelitales móviles de voz. [1.26]

- **Globalstar:** Ofrece servicios de comunicaciones móviles y servicio de datos vía satélite. Consta de 48 satélites distribuidos en 8 planos con una inclinación de 52° con respecto al ecuador. Cuenta además con otros 4 satélites en órbitas intermedias de reserva. Debido a esta inclinación no puede ofrecer cobertura en los polos. [1.27]



Figura 2-6: Constelación Globalstar[1.28]

- **Teledesic:** es un sistema con un diseño basado en el proyecto Iridium, pero mucho más ambicioso y destinado al uso de internet a través de un acceso de banda ancha. El objetivo inicial era ofrecer un servicio de 100 Mbps de enlace ascendente y 720Mbps de enlace descendente. Inicialmente el diseño

constaba de 288 satélites de huella pequeña distribuidos en 12 órbitas polares y en grupos de 24 con ubicados justo debajo del comienzo de los cinturones de Van Allen. Finalmente se redujo a 30 satélites de huella más amplia. Para poder operar con gran ancho de banda fue necesario utilizar la banda Ka [1.23].

Existen tres tipos de satélites LEO que se pueden categorizar en función del ancho de banda que emplean. La Tabla 3 muestra un resumen de los tres tipos haciendo referencia a su símil en cuanto a medio físico terrestre de transmisión.

Tabla 3: Comparación de órbitas con símil terrestre

Tipo de sistema	LEO pequeño	LEO grande	LEO de banda ancha
Ejemplo	Orbcomm	Iridium, Globalstar	Teledesic
Complemento terrestre	Mensajería	Celular	Fibra óptica
Frecuencia de operación	<1 GHz	1 - 3 GHz	30/20 GHz

Como hemos visto, los satélites LEO suelen tener aplicaciones enfocadas a las comunicaciones cuando se emplean grandes agrupaciones de satélites en forma de constelación, pero también se emplean para experimentaciones y observaciones científicas. Más adelante en las secciones 2.4 y 2.5 se detalla más información relacionada con estos tipos de satélites que son los que se emplearán para este proyecto.

- **HEO (Highly Elliptical Orbit):** [1.30] la altura del satélite varía enormemente en este tipo de órbitas dada su forma elíptica, alcanzando en su apogeo (punto orbital más distante de la Tierra) alturas que pueden superar las de las órbitas GEO y en su perigeo (punto orbital más cercano a la Tierra) alturas similares a LEO. Su principal ventaja frente a los GEO es que son capaces de dar cobertura polar durante un largo periodo de tiempo. Los rusos han investigado mucho en este tipo de orbitas, ya que dada su localización geográfica tan alejada del ecuador, las potencias que reciben de satélites GEO es muy leve. Para conseguir emitir hasta esas latitudes, desde una órbita geosíncrona, se requeriría mucha potencia. La velocidad del satélite en este tipo de órbitas es inversamente proporcional a la distancia del satélite al foco, que en este

caso es el centro de la tierra. De esta manera, cuando el satélite se encuentra en su perigeo, pasará rápidamente alrededor de la tierra para iniciar su camino lentamente hasta el apogeo y volver a bajar lentamente, consiguiendo así un gran periodo de visibilidad sobre la zona deseada. Aproximadamente es visible 2/3 del periodo total. Como ejemplos de este tipo de órbitas existen:

- **Órbita Molniya:** [1.31] tiene una inclinación de $63,4^\circ$ y un periodo orbital de medio día sideral (12h). Apogeo $\approx 40.000\text{Km}$, Perigeo $\approx 1.000\text{Km}$ Por lo que el satélite es visible en Rusia durante 8h. Distribuyendo tres satélites en esta órbita se consigue una cobertura total de 24h. En la siguiente imagen se muestra el recorrido que sigue.

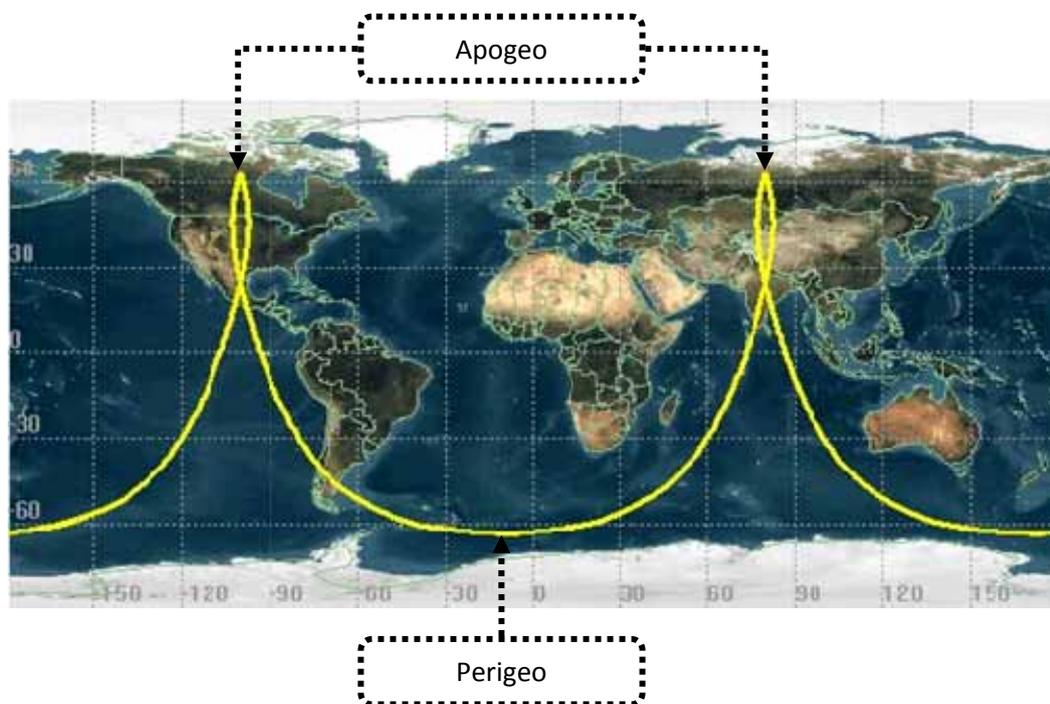


Figura 2-7: Órbita Molniya [1.31]

- **Órbita Tundra:** [1.32] al igual que el anterior, posee una inclinación elevada de 63.4° , pero su periodo es el doble, un día sideral. Su principal uso es para la empresa de radio por satélite SIRIUS [1.33] que ofrece el servicio en Norteamérica.

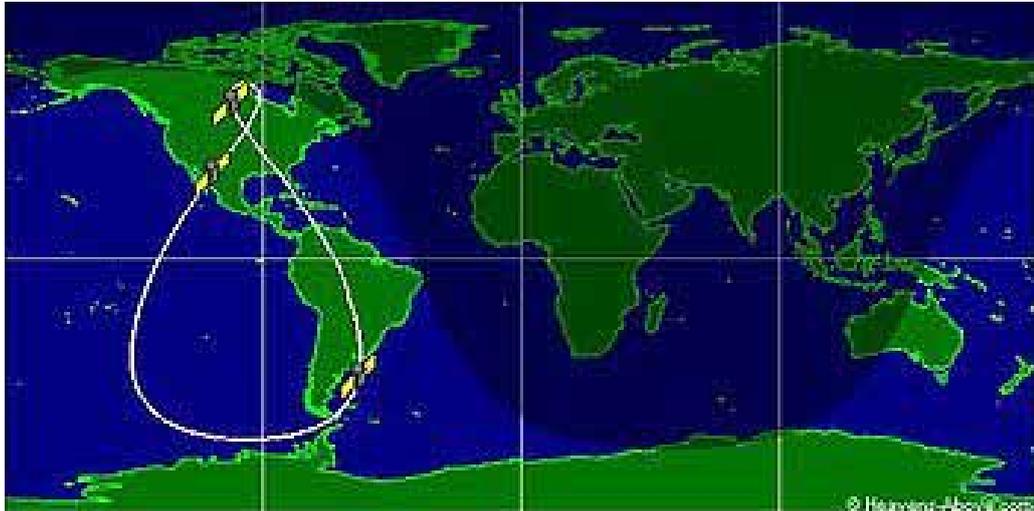


Figura 2-8: Órbita Tundra [1.32]

A continuación se muestran unas figuras que representan gráficamente como se distribuyen todos los tipos de órbitas antes descritas alrededor de la Tierra.

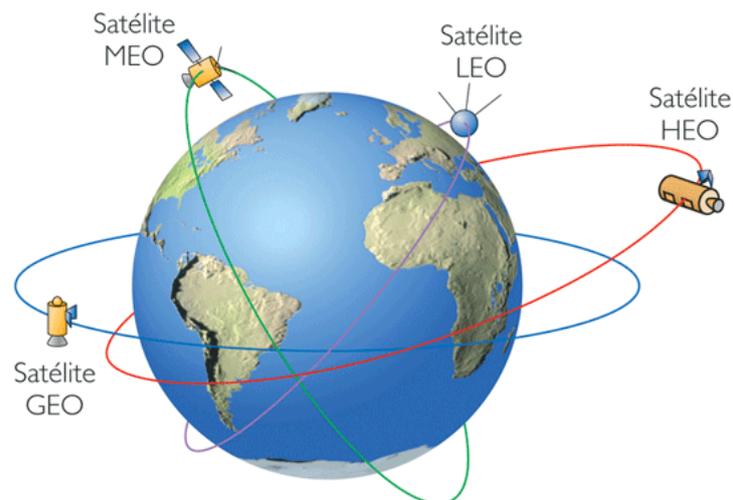


Figura 2-9: Representación de los tipos de órbitas [1.34]

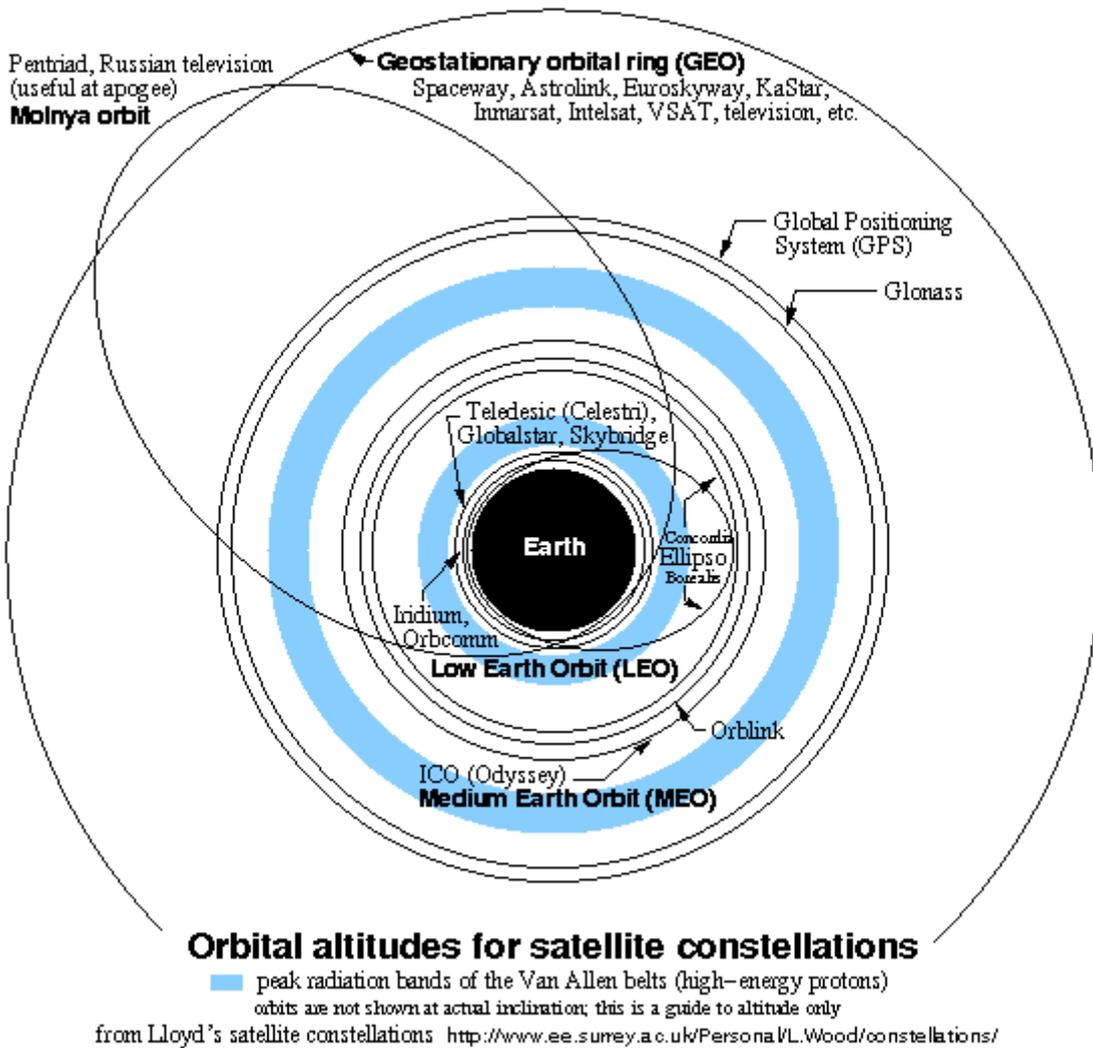


Figura 2-10: Esquema de todos los tipos de órbitas [1.35]

En la Tabla 4 se resumen las principales cualidades, ventajas y desventajas de las tres órbitas más empleadas.

Tabla 4: Resumen y comparación entre órbitas

Cualidad	Geoestacionarios	NO Geoestacionarios	
	GEO	MEO	LEO
Altura sobre la Tierra	35780Km	10075-20150Km (Entre los cinturones de Van Allen)	250–1000Km (Entre la atmósfera y el primer cinturón de Van Allen)
Retardo de propagación mínimo	Alto (0.25s)	Medio (34–120ms)	Bajo (0.84–3.3ms)
Pérdidas de propagación	Altas	Medias	Bajas
Visibilidad	Total	Media	Baja(18-20min)
Complejidad de la red	Baja	Media-Alta	Alta
Tecnología de recepción	Baratísima	Mucho más cara y compleja.	
Coste puesta en órbita	Alto	Medio	Bajo
Número de satélites mínimos para comunicación continua	1	8-16	>20
Saturación	Muy alta	Alta	Alta
Bandas	C, Ka y Ku	L,S, C	L, S
Uso de terminales portátiles	Muy difícil	Sí	Sí
Cobertura	Hasta 75º de latitud	Global si la órbita es polar	

En este proyecto se describirá un prototipo de sistema receptor con phased arrays. Los satélites que se utilizarán siguen una órbita LEO puesto que con ellos puede comprobarse la eficacia del array al variar la posición del satélite. La principal ventaja de estos satélites es que al no estar a una altura excesiva se reducen el retardo de propagación y las pérdidas de propagación. Estas últimas vienen determinadas aproximadamente por la fórmula de Friis (sección 2.6).

2.4. Satélites meteorológicos polares NOAA y MetOp

[1.36]-[1.39] Además de las comunicaciones, los satélites son muy utilizados en aplicaciones de observación terrestre gracias a su altura. Un claro ejemplo es el satélite Meteosat, el cual está situado en la órbita GEO.

Por medio de estos satélites no sólo se pueden monitorizar diferentes variables de la Tierra como las presiones y las temperaturas, también se observan las corrientes marítimas, contaminación, fuegos, tormentas, desastres naturales como el vertido del Prestige, el reciente terremoto de Japón, el agujero en la capa de ozono, etc.

Desde hace unos años se vienen empleando también satélites en órbitas de menor altura para este tipo de aplicaciones. Las órbitas que describen estos satélites son polares y síncronas con el sol [1.40]. Esto significa que el satélite pasa por ambos polos, recorriendo todo el planeta, y pudiendo cruzar el ecuador hasta 12 veces a la hora local constantemente. Esta última cualidad se debe a que la órbita es síncrona con el sol, por lo que siempre tiene iluminación del sol. Si el satélite posee paneles solares como fuente auxiliar de energía, se puede estar beneficiando de energía constantemente ya que la tierra nunca lo va a eclipsar. Para conseguir reunir estas cualidades, la altura tiene que estar comprendida entre los 600Km-800Km (LEO), tiene que tener una inclinación de unos 98º y su periodo orbital será pues de 96min-100min. Una órbita ecuatorial tiene 0º y una órbita estrictamente polar tiene 90º de inclinación. Esta desviación de 8º se debe a que el ecuador no tiene el mismo perímetro que una órbita estrictamente polar.

El objetivo principal que se persigue al trasladar la observación meteorológica a este tipo de satélites, no geoestacionarios y de menor altura, es mejorar las previsiones meteorológicas a través de una perspectiva más próxima a la atmósfera. La resolución de las imágenes que pueden aportar estos satélites, frente a los geoestacionarios, es mucho mayor debido a la cercanía con la tierra, y siempre serán con luz solar. En esas imágenes se pueden apreciar las nubes, sistemas nublosos como frentes y tormentas tropicales, lagos, bosques, montañas, nieve, fuegos y polución como humo, y polvo. Se puede determinar también el viento por los patrones de nubes, alineamientos y movimiento en una sucesión de imágenes. Las imágenes térmicas o de infrarrojos pueden determinar la altura y tipo de nubes, calcular las temperaturas de superficie de tierra y mar y localizar características del relieve oceánico.

Estados Unidos tiene una serie de satélites meteorológicos polares de la NOAA (*National Oceanic and Atmospheric Administration*). Registran imágenes en 5 bandas de espectrales diferentes y las transmiten a la Tierra en formato de señales HRPT y APT.

Por otro lado EUMETSAT (*European Organisation for the Exploitation of Meteorological Satellites*) junto con la ESA (*European Space Agency*) y el CNES (*Centre National d'Etudes Spatiales*) han desarrollado el programa EPS (*EUMETSAT Polar System*). Este programa contempla el lanzamiento de tres satélites MetOp (A, B y C) progresivamente cada 5 años a partir del año 2006. El MetOp-A ya lleva funcionando desde el año 2006 y ya se está preparando el MetOp-B.

Tanto los satélites NOAA como los MetOp llevan varios instrumentos de medida a bordo para llevar a cabo sus funciones de monitorización de las condiciones climáticas.



Figura 2-11: Órbitas complementarias del Programa IJPS [1.42]

El EPS es la colaboración europea en el programa **IJPS** (*Initial Joint Polar-Orbiting Operational Satellite System*) y el NOAA es la colaboración americana. Está compuesto por dos satélites polares en órbitas complementarias y sus respectivos segmentos terrestres.

Cada satélite tiene un tiempo de vida de 5 años y tiene que haber un solape de 6 meses cuando se lance uno nuevo, por eso el MetOp-B se está preparando para sustituir a su antecesor [1.41].

A continuación se muestra una tabla que resume las principales características de los satélites que se van a contemplar.

Tabla 5: Tabla de satélites meteorológicos LEO polares [1.43]

	Fecha de lanzamiento	Señales (MHz)	Altura (Km)	Inclinación (°)	Periodo (min)	Observaciones
NOAA 11	24.09.1988	-	841	98.9	101.8	Lo dieron de baja el 16.06.2004
NOAA 12	14.05.1991	-	804	98.7	101.1	Lo dieron de baja el 10.08.2007
NOAA 14	30.12.1994	-	844	99.1	101.9	Era el suplente pero lo dieron de baja el 23.05.2007
NOAA 15	13.05.1998	APT (137.62) HRPT(1702.5)	807	98.5	101.1	Satélite secundario
NOAA 16	21.09.2000	HRPT(1698)	849	99	102.1	Satélite secundario
NOAA 17	24.06.2002	APT (137.5) HRPT(1698)	810	98.7	101.2	Satelite principal
NOAA 18	20.05.2005	APT (137.91) HRPT(1707)	854	98.74	102.12	Satelite principal de Tarde
NOAA 19	06.02.2009	APT (137.1) HRPT(1698)	870	98.7	102.14	Satelite principal
MetOp-A	19.10.2006	HRPT(1707)	850	98.7	101.36	Satelite principal EUMETSAT

2.5. Señales HRPT y APT

¿Qué son estas señales qué transmiten los satélites meteorológicos antes mencionados? Bien, no son otra cosa que imágenes de la tierra tomadas desde los satélites con distintas resoluciones.

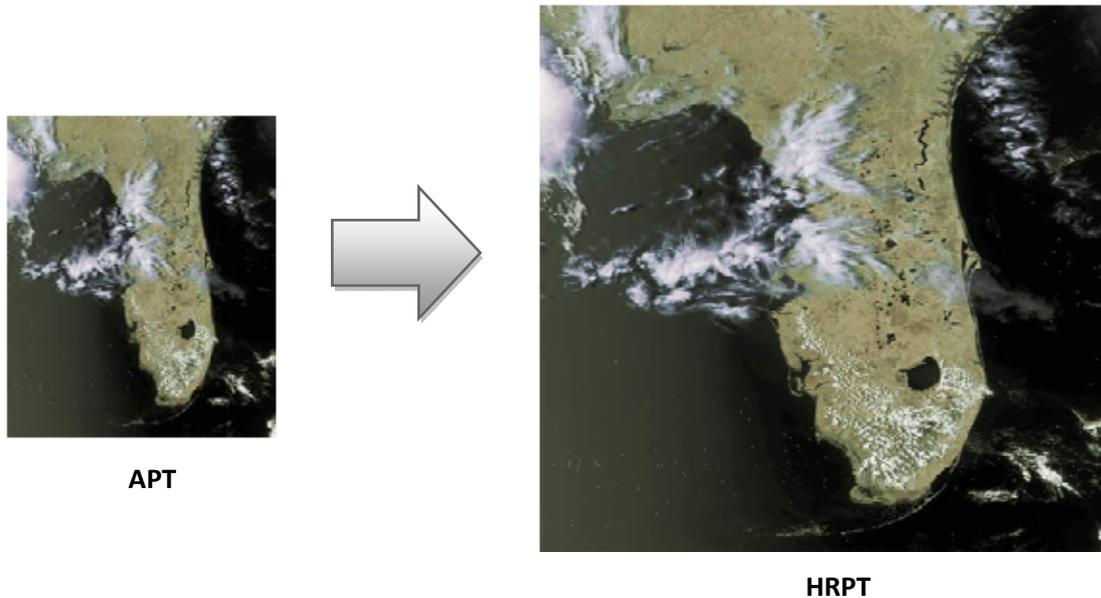


Figura 2-12: Diferencias de resolución entre APT y HRPT [1.44]

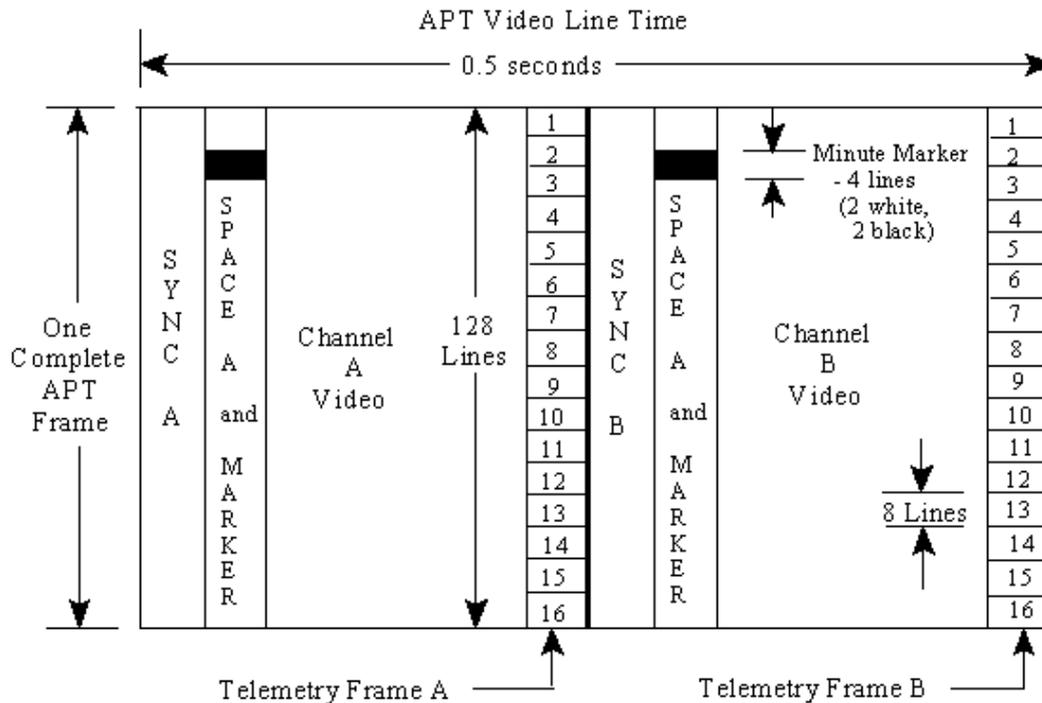
2.5.1. Señal APT

APT significa “*Automatic Picture Transmission*” y es un sistema de transmisión de señal analógica de imágenes en modo broadcast desarrollado para satélites meteorológicos. El instrumento que genera esta señal es el AVHRR (“*Advanced Very High Resolution Radiometer*”).

Se probó por primera vez con el satélite TIROS-8 en el año 1963. Desde que el NOAA lo utilizase por primera vez como aplicación en su primer satélite de órbita polar TIROS-N (1978), todos los futuros satélites de órbita polar NOAA llevan uno montado para emitir la señal APT.

La transmisión broadcast se compone de dos canales de imagen: Video A y Video B. Una de las señales es infrarroja y la otra capta longitudes de onda visibles. De esta manera también es independiente de la luz solar para captar las imágenes. En ambas imágenes cada pixel representan 4Km de superficie y cada pixel se codificará con 8 bits, esto es que se puede representar en una escala de grises de 256 niveles ($2^8=256$).

Junto a las señales de video se incluye información de telemetría y datos de sincronización para una buena recepción. Todo ello se transmite según el formato de las tramas APT a una tasa de 4160bdps.



WEDGE #1	WEDGE #2	WEDGE #3	WEDGE #4	WEDGE #5	WEDGE #6	WEDGE #7	WEDGE #8
1	2	3	4	5	6	7	8
Zero Modulation Reference	Thermistor Temp. #1	Thermistor Temp. #2	Thermistor Temp. #3	Thermistor Temp. #4	Patch Temp.	Back Scan	Channel I.D. Wedge
9	10	11	12	13	14	15	16

Notes:

- 1) Each telemetry frames consists of 16 points
- 2) Telemetry frame rate is 1 frame per 84 seconds
- 3) Each telemetry point is repeated on 8 successive APT video lines

Figura 2-13: Trama APT [1.48]

La señal se modula en AM, con un índice de modulación de $87 \pm 5\%$ y una frecuencia de subportadora de 2.4KHz. Posteriormente esta señal se modula en FM a una frecuencia de RF en la banda de VHF en torno a los 137 MHz – 138 MHz. Estos valores se pueden apreciar en la Tabla 5 y vemos que varía según el satélite desde el cual se transmite la señal. Finalmente la señal generada tiene un ancho de banda de 34KHz.

En los satélites NOAA, su potencia de radiación a una elevación de 63° es de unos 37dBm.

2.5.2. Señal HRPT

HRPT son las siglas de “High Resolution Picture Transmission”. Al igual que la señal APT, esta señal se genera con un AVHRR, pero éste es una tercera versión más potente con 6 canales. Su

resolución se ha aumentado hasta captar 1.1Km por cada pixel en lugar de 4km/pixel. Es una señal totalmente digital y se distribuye en 5 canales en lugar de 2. La señal tiene un ancho de banda de 3.5MHz y lleva una polarización circular a derecha (RHCP-“*Right Hand Circularly Polarized*”) [1.47] [1.48].

Tabla 6: Canales de la señal HRPT

Canal	Longitud de onda
1	0,58 a 0,68 micrómetros. Corresponde a la luz visible
2	0,725 a 1,1 micrómetros. Corresponde al rojo visible y cercano infrarrojo.
3	3,55 a 3,93 micrómetros. Corresponde al infrarrojo medio.
4	10,3 a 11,3 micrómetros. Corresponde al lejano infrarrojo.
5	11,5 a 12,5 micrómetros. Corresponde al lejano infrarrojo.

La potencia radiada por el satélite variará en función del ángulo nadir del mismo. Este ángulo es el que forma el satélite con el centro de la tierra y la antena.

Tabla 7: PIRE de la señal HRPT en función del ángulo de elevación del satélite [1.9]

Ángulo de elevación NADIR (°)	PIRE (dBW)
0	1.46
5	1.49
10	1.61
15	1.8
20	2.07
25	2.44
30	2.9
35	3.48
40	4.2
45	5.1
50	6.25

55	7.8
58	9.1
60	9.1
62	9.1

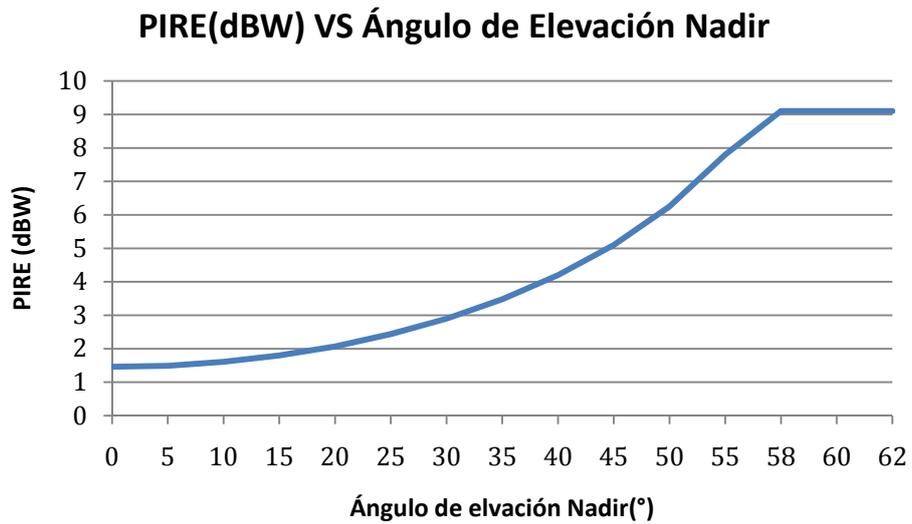


Figura 2-14: PIRE de la señal HRPT en función del ángulo de elevación del satélite

Si a este hecho le añadimos que el satélite a medida que recorre su órbita se encontrará a diferentes distancias de la antena, tendremos varios casos. El caso óptimo será cuando el satélite se encuentre justo encima de la antena, siendo la orientación de la antena 90° y el ángulo nadir del satélite 0° y el caso opuesto sucede cuando la antena tiene un ángulo de 5° y el satélite un ángulo nadir de 62° . A continuación se muestran unas imágenes donde se observa cómo se puede realizar el cálculo de la distancia y se representan ambos casos mencionados.

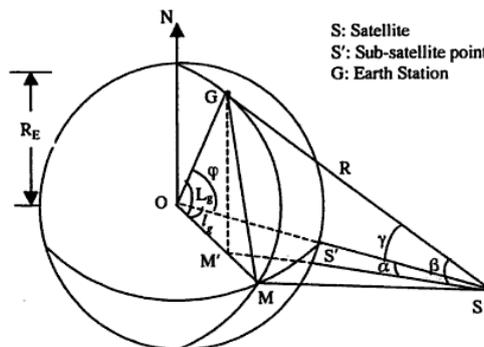


Figura 2-15: Cálculo de la distancia Antena-Satélite (R) [1.49]

Para calcular la distancia R habría que realizar el siguiente cálculo:

$$R \cdot \sin \gamma = OG \cdot \sin \varphi$$

Donde:

- γ es el Ángulo Nadir del Satélite
- OG = Radio de la Tierra
- φ es la latitud de la antena.

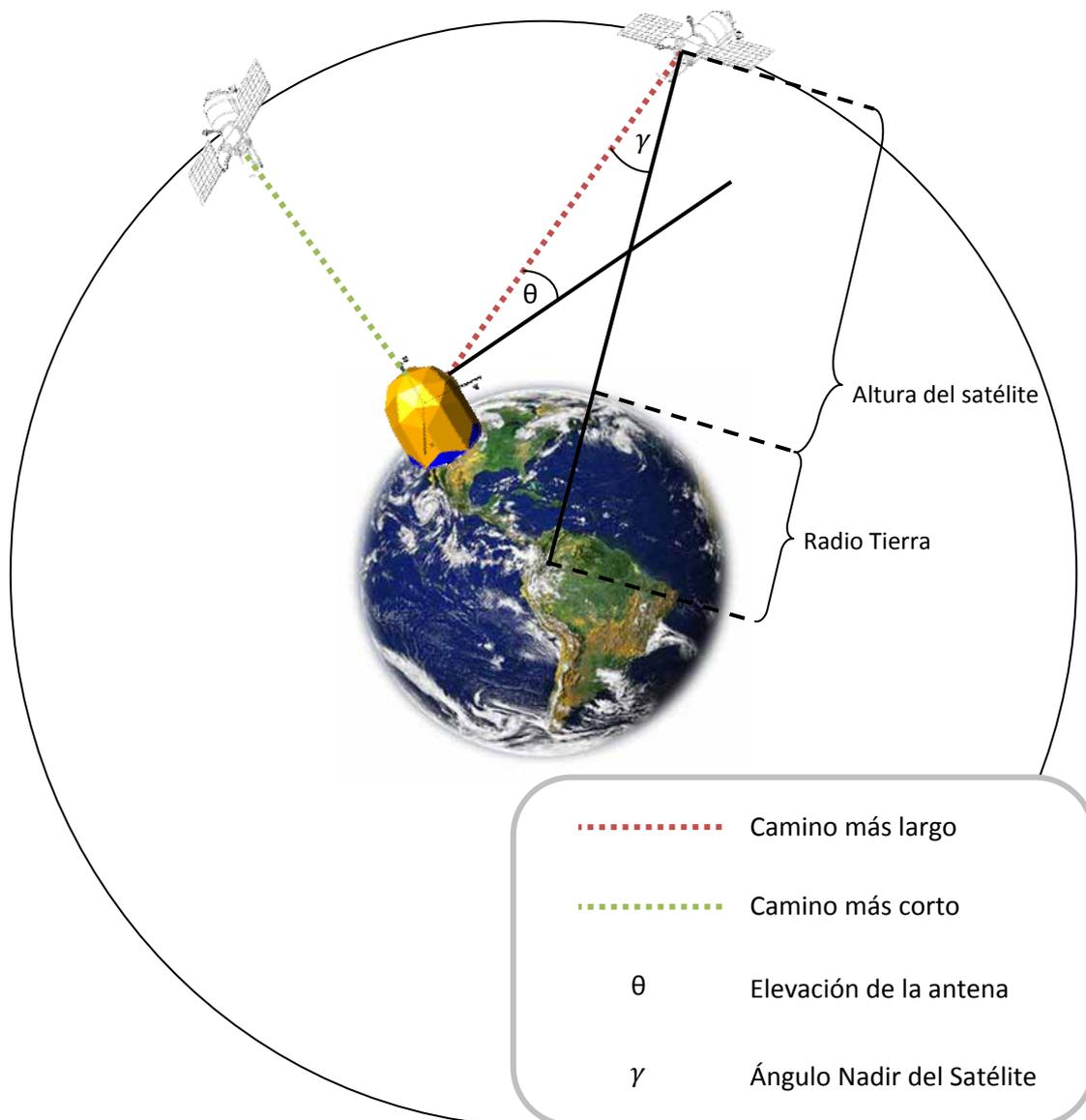


Figura 2-16: Representación del mejor y del peor caso

De la hoja de datos del satélite MetOp [1.9] sabemos que en el peor caso estarán separados por una distancia de 2889km. En el mejor de los casos, la distancia será la altitud del satélite, que en el caso del MetOp es de 850km.

2.6. Pérdidas de Propagación

¿Cuánto tendrá que amplificar nuestro receptor? El receptor deberá acondicionar la señal que recibe hasta alcanzar la sensibilidad de señal mínima del demodulador para que todo el sistema funcione (esto lo veremos más adelante en la sección 2.7 en la que se calcula el balance del enlace). Luego tendrá que compensar parcial- o totalmente las pérdidas que se producen al propagarse la señal. Cuando el satélite emite la señal, ésta se propaga a través del vacío y de la atmósfera hasta llegar a la antena receptora.

Para calcular las pérdidas que se generan, nos guiaremos según la fórmula de Friis de las pérdidas de propagación por el espacio libre. Para ello pasaremos a definir unos cuantos términos.

- La densidad de flujo (ϕ_{iso}) de potencia a la distancia d para una antena isótropa que transmite con una potencia p_t es:

$$\phi_{iso} = \frac{p_t}{4\pi d^2}$$

- Para una antena isótropa se tiene que su potencia recibida p_r se define por:

$$p_r = \phi_{iso} \frac{\lambda^2}{4\pi}$$

- Se llama pérdida básica de propagación l_b de un enlace radioeléctrico al cociente p_t/p_r . Si sustituimos los valores de p_t y de p_r obtendríamos las pérdidas por el espacio libre l_{bf} :

$$l_{bf} = \frac{p_t}{p_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$$

$$L_{bf}(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$$

Si desarrollamos la ecuación anterior podemos expresar las pérdidas en dB en función de la distancia d (Km) y de la frecuencia de la señal f (MHz y GHz).

$$L_{bf}(dB) = 32.45 + 20 \log f (MHz) + 20 \log d (Km)$$

$$L_{bf}(dB) = 92.44 + 20 \log f (GHz) + 20 \log d (Km)$$

En nuestro caso d es la distancia entre el satélite y la antena receptora y f es la frecuencia de la señal portadora. Estas fórmulas son conocidas como Fórmula de Friis para calcular las pérdidas producidas al transmitir una señal por el espacio libre entre dos antenas isótropas. [1.2]

2.7. Balance del Enlace

Como antes se mencionaba, el receptor deberá acondicionar la señal que detecta hasta al menos el nivel de sensibilidad mínimo del conversor A/D. Empezaremos calculando cuanta potencia le llegará a nuestra antena a partir de los datos obtenidos en la sección 2.5.2 y con la fórmula de Friis.

Tabla 8: Enlace de la señal HRPT para el satélite MetOp

	Nivel Mínimo		Nivel Máximo	
	Ángulo Nadir	62	°	0
PIRE	9.1	dBW	1.46	dBW
Ángulo de la Antena	5	°	90	°
Altitud del Satélite	850	km	850	km
Distancia Antena- Satélite	2889	km	850	km
Pérdidas por el espacio libre	166.29	dB	155.67	dB
Pérdidas por Lluvia	0.3	dB	0.3	dB
Pérdidas de Polarización	0.13	dB	0.13	dB
Pérdidas totales	166.72	dB	156.1	dB
Potencia disponible	-157.62	dBW	-154.64	dBW
	-127.62	dBm	-124.64	dBm

Los niveles de potencia obtenidos en la Tabla 8 serán los niveles que le llegarán a los parches de los paneles de nuestra antena. Tras los parches hay una serie de componentes activos y

pasivos montados sobre un circuito impreso que se analizan a continuación previo al cálculo del balance del enlace de nuestro receptor [1.1].

2.7.1. Subarray de 3 elementos radiantes

Cada elemento radiante está formado por dos parches circulares de cobre impresos sobre fibra de vidrio. Ambos están superpuestos y separados por un dieléctrico y uno de ellos va conectado en dos puntos, mediante una vía a través del plano de masa, a un acoplador híbrido branchline de 3dB y 90°.

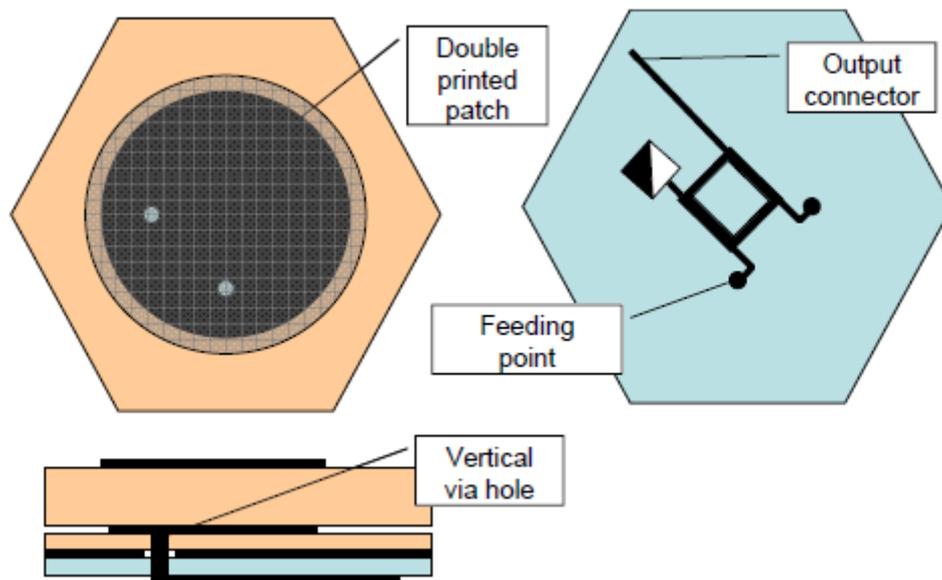


Figura 2-17: Estructura del elemento radiante [1.8]

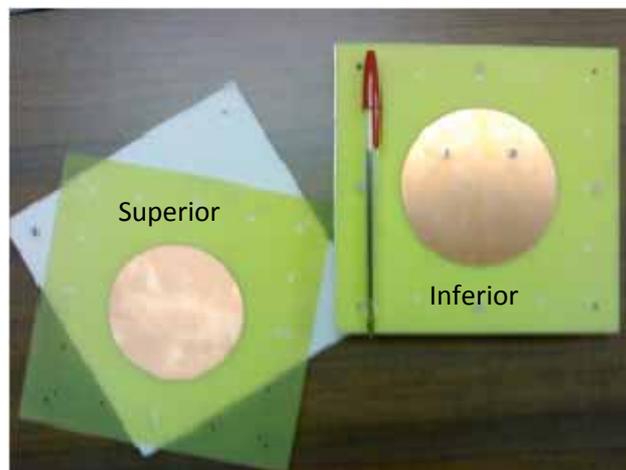


Figura 2-18: Tamaño real de los parches [1.7]

Los acopladores híbridos branchline son circuitos de 4 puertas, que permiten obtener una diferencia de fase de 90° entre dos de dichas puertas. Éste es el encargado de conseguir la

polarización circular requerida para recibir la señal HRPT (2.5.2). En el caso de la señal HRPT, como la polarización es RHCP, el terminal LHCP del acoplador se desactiva conectándole una carga adaptada.

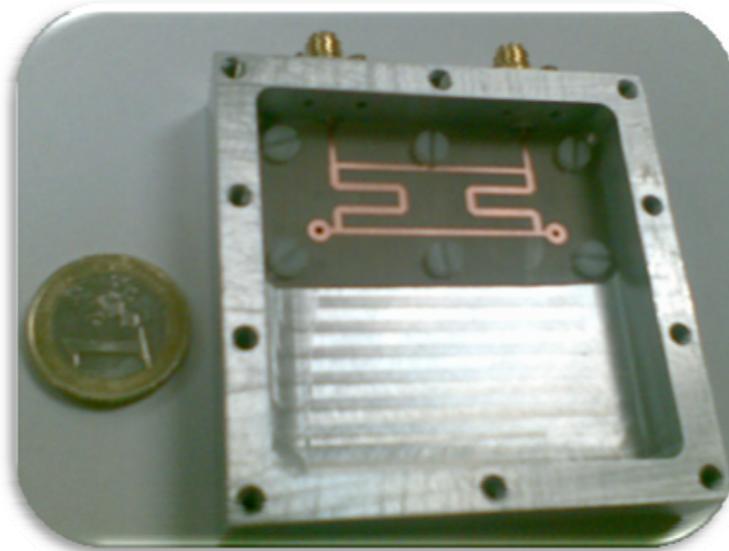


Figura 2-19: Prototipo del Acoplador Híbrido [1.7]

Tras el acoplador híbrido se encuentra un amplificador de bajo ruido (LNA con $NF < 1.4\text{dB}$) y cuya ganancia es de 12.5dB . Éste compensará las pérdidas del acoplador y además aportará algo más de ganancia.

La principal orientación del haz de la antena depende de la fase de las corrientes que alimentan los parches. Con un control de esas fases, es posible realizar el apuntamiento del haz. Se ha comprobado en estudios anteriores que con 6 pasos de 60° de variación de fase es posible conseguir la variación del apuntamiento deseado. Para ello se construyó un desfasador por medio de dos switches enfrentados, Figura 2-20, con una entrada y seis salidas en el que cada salida tiene una longitud eléctrica diferente que hará variar la fase en los correspondientes pasos de 60° . Son necesarias tres señales de control (3 bits) para poder controlar el desfasador.

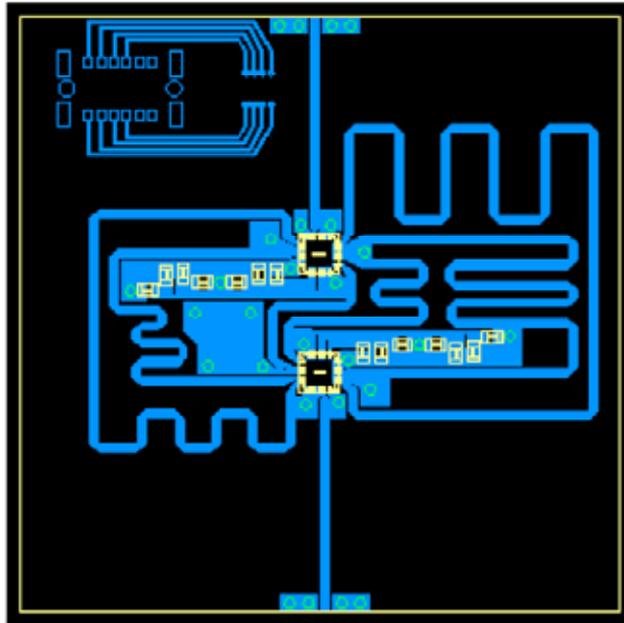


Figura 2-20: Circuito del desfasador [1.7]

Todas esas señales se combinarán en una única global del subarray gracias a un combinador de potencia Wilkinson 3 a 1 y posteriormente esa señal será amplificada nuevamente por otro LNA igual que el anterior para ayudar a compensar las pérdidas que se originan debido a los desfases.

El resultado de la integración de todos esos componentes en un único circuito impreso es el siguiente:

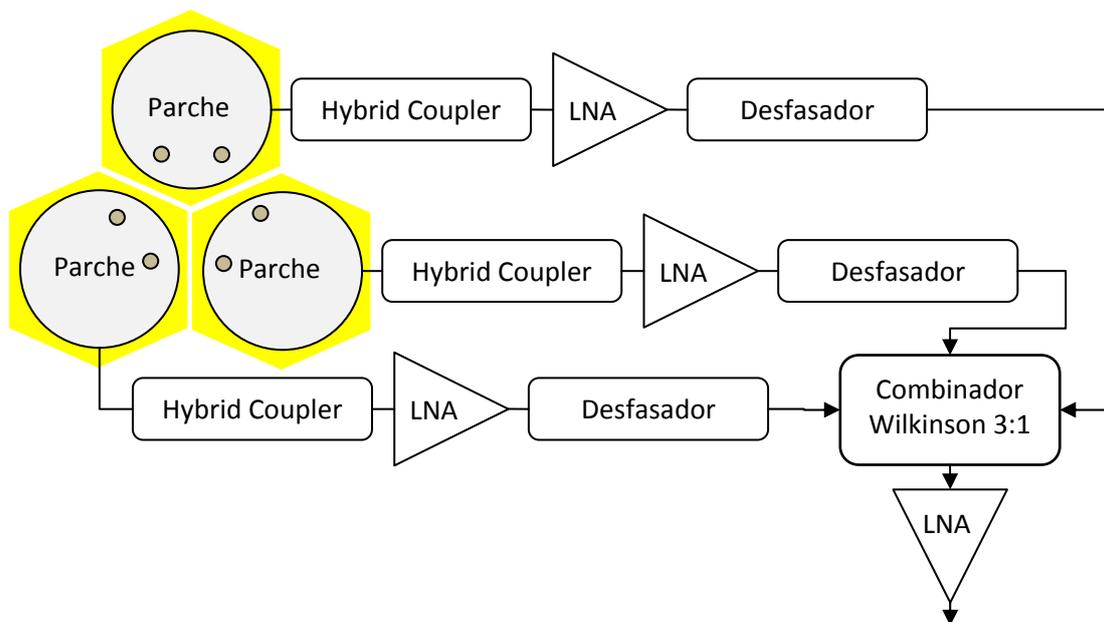


Figura 2-21: Diagrama de bloques del Subarray de 3 elementos radiantes

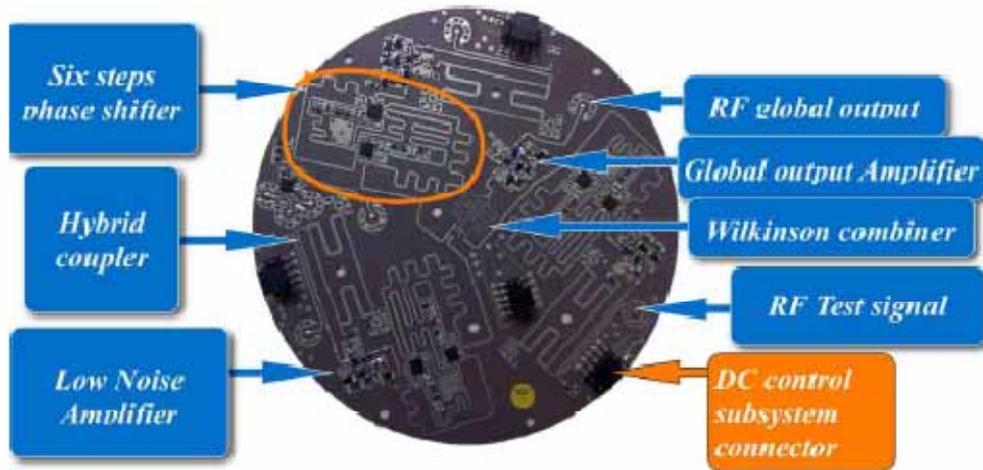
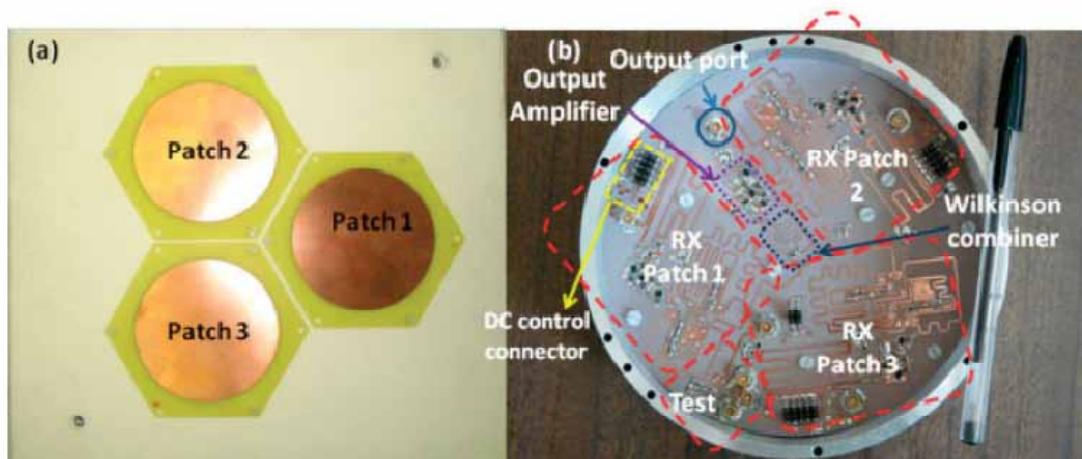
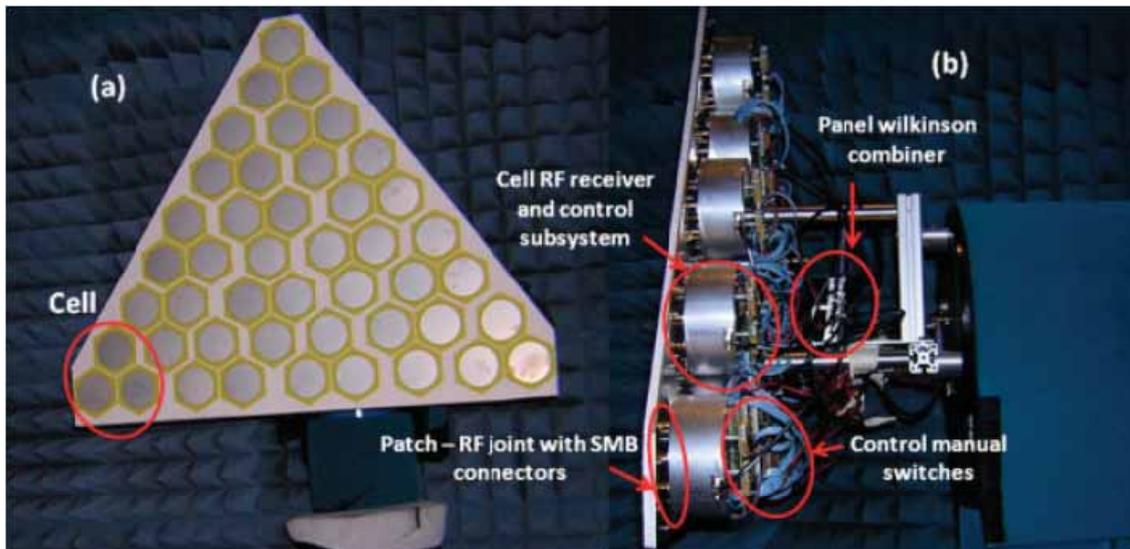


Figura 2-22: Implementación Física del circuito para los 3 elementos radiantes [1.3]

En la Figura 2-22 se muestra la implementación física del circuito impreso con los componentes anteriormente descritos y combinados. Se aprecia que todo aparece por triplicado, a excepción del combinador Wilkinson y el último LNA claro. Todo ello se ensambló en una caja de aluminio diseñada a medida para poder acoplarlo en la parte posterior de los parches del subarray como muestra la Figura 2-24.



**Figura 2-23: a) Distribución final de los parches del subarray con una separación de 120°
b) Circuito completo del subarray en su caja de aluminio [1.4]**



**Figura 2-24: a) Vista frontal del array con los 15 subarrays
b) vista lateral en la que se aprecia la configuración que adopta con los circuitos de los subarrays. [1.4]**

En esta última imagen puede apreciarse un componente más, “Panel Wilkinson combiner”. Este es un combinador de potencia Wilkinson 16 a 1 que aúna las señales de los 15 subarrays, dejando la 16ª entrada que le sobra con una carga adaptada. Este se debe a que el diseño sigue un modelo de multiplexación de varios Combinadores Wilkinson 2 a 1 como el que se describe más adelante en el apartado 3.2.7.1.

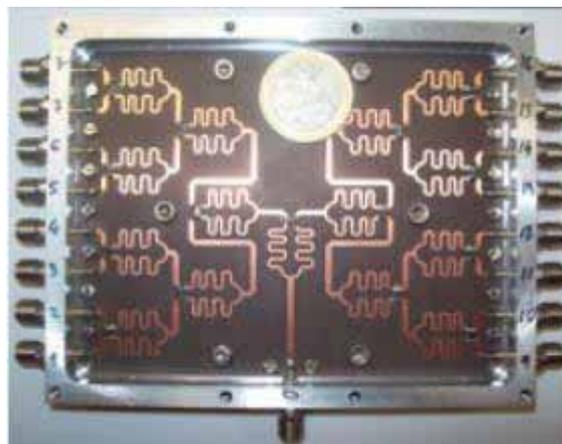


Figura 2-25: Combinador Wilkinson 16 a 1 del panel [1.4]

2.7.2. Potencia a la entrada del Receptor

Dado que ya sabemos la potencia de señal que recibimos al nivel de la Tierra desde el satélite, analicemos paso a paso las atenuaciones y ganancias que sufre la señal desde que llega al parche hasta que sale por el último LNA del circuito del subarray.

El primer elemento tras el parche es un acoplador híbrido que introduce una atenuación de 3dB y tras éste un LNA con una ganancia de 12.5dB. Tras el LNA hay un desfaseador que consiste en seis líneas de diferentes longitudes. A través de éste es por el cual se controlan los desfases gradualmente para modificar el apuntamiento. En el peor de los casos introducirá unas pérdidas de 2.85dB y en el mejor 2.35dB. Finalmente tras el desfaseador se encuentra un combinador Wilkinson que formará una única señal de los tres parches. Al combinar las tres señales se consigue una señal suma que aumenta la potencia en un factor de $G=10 \cdot \log(3)=4.77\text{dB}$.

La simulación a menor escala que se quiere llevar a cabo en este proyecto empleará sólo un panel con una configuración de un receptor por cada subarray, en lugar de un receptor por cada panel. Este factor influye, ya que en nuestro caso no se tiene en cuenta el combinador Wilkinson 16 a 1 que aporta un factor de suma de señales equivalente a una ganancia de $G=10 \cdot \log(15)=11.5\text{dB}$.

Si recopilamos todo lo anterior tendríamos a la entrada de nuestro receptor:

- $$P_{min} = P_{IN_min} + L_{Hybrid\ Coupler} + G_{LNA} + L_{desfaseador_max} + G_{Wilkinson_3} + G_{LNA} + G_{Wilkinson_15} = -127.62\text{dBm} - 3\text{dB} + 12.5\text{dB} - 2.85\text{dB} + 4.77\text{dB} + 12.5\text{dB} + 11.5\text{dB} = -92.2\text{dBm}$$
- $$P_{max} = P_{IN_max} + L_{Hybrid\ Coupler} + G_{LNA} + L_{desfaseador_min} + G_{Wilkinson_3} + G_{LNA} + G_{Wilkinson_15} = -124.64\text{dBm} - 3\text{dB} + 12.5\text{dB} - 2.35\text{dB} + 4.77\text{dB} + 12.5\text{dB} + 11.5\text{dB} = -88.72\text{dBm}$$

Si utilizamos la configuración de menor escala, habría que descontar la contribución de las 15 señales combinadas en 1, 11.5dB menos. Nos quedan los casos anteriores por tanto:

- $$P_{min} = -99.2\text{dBm} - 11.5\text{dB} = -110.7\text{dBm}$$
- $$P_{max} = -88.72\text{dBm} - 11.5\text{dB} = -100.22\text{dBm}$$

Estas son las potencias máximas y mínimas que obtendrá el receptor, objeto de este proyecto, a su entrada.

2.7.3. Potencia a la salida del Receptor

Una vez calculado el margen de potencias a la entrada del receptor, pasamos a calcular el nivel superior de salida de toda a cadena. Este nivel vendrá marcado por el elemento que se encuentra tras la cadena de recepción: El convertor A/D. Este convertor trabaja en un margen de 2Vpp, que sobre una impedancia de entrada de 50Ω resulta en una potencia máxima de entrada de 10dBm.

2.8. Antenas

Debido a las largas distancias que recorren las señales desde y hasta los satélites, a condiciones meteorológicas, atmosféricas y demás factores, las señales sufren atenuaciones muy grandes como veíamos con la fórmula de las pérdidas de propagación por el espacio libre (Fórmula de Friis). Esto implica que las antenas sean muy directivas y tengan altas ganancias.

Actualmente lo más empleado para ambos tipos de estaciones, tanto en el satélite como en las estaciones terrestres, son antenas con grandes reflectores parabólicos que proporcionan esas elevadas ganancias. Este tipo de antenas puede ser utilizado tanto para transmitir, como para recibir. La onda a transmitir la genera un dispositivo radiante (LNB-Low Noise Block) situado en el foco del reflector parabólico, y los frentes de ondas rebotan en el reflector y salen de éste en una forma más coherente que con otro tipo de antenas. El proceso de recepción es a la inversa, el reflector parabólico concentra las ondas incidentes en su foco, donde se encuentra el LNB. Es importante que la antena esté correctamente orientada hacia el satélite, de forma que las señales lleguen paralelas al eje de la antena.

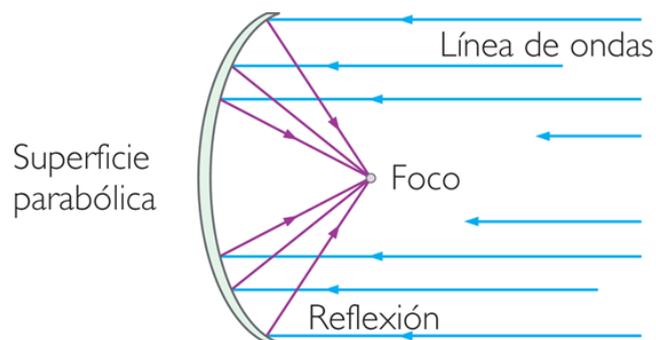


Figura 2-26: Antena de reflector parabólico [1.50]

Una variante de este tipo de antena parabólica es la **antena offset [1.51]**: este tipo de antena tiene un tamaño más reducido, y obtiene muy buen rendimiento. Su forma es una sección de un reflector paraboloide de forma oval. La superficie de la antena ya no es redonda, sino oval y asimétrica (elipse). Sin embargo, un plato offset aparece como circular con el diámetro en horizontal visto desde el satélite. Por sus reducidas dimensiones se suelen utilizar en instalaciones individuales de recepción de señales de TV y datos vía satélite. El punto focal no está montado en el centro del plato, sino a un lado del mismo (offset). Así, la ventaja de esta tecnología es que la superficie de la antena ya no estará sombreada por el LNB (desde el punto de vista del satélite). Otra ventaja es la menor probabilidad de que la nieve y la suciedad se acumulen sobre el plato, por tener menor inclinación que las de foco primario. La antena

offset no se orienta directamente al satélite como la de foco primario, sino que está inclinada unos 25° hacia abajo (casi en posición vertical).

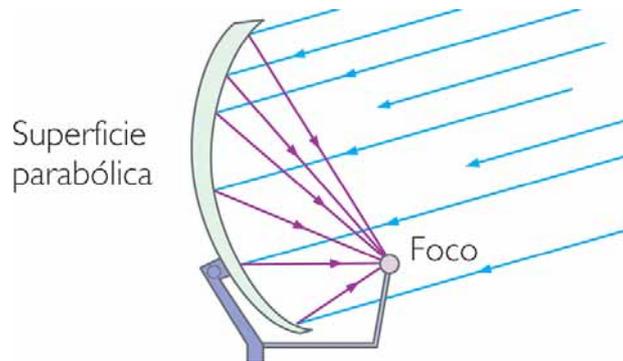


Figura 2-27: Antena parabólica Offset [1.52]

Otro tipo particular es la antena **Cassegrain**, que aumenta la eficacia y el rendimiento respecto a las anteriores al disponer de dos reflectores: el primario o parábola más grande, donde inciden los haces de señales en un primer contacto, y un reflector secundario (subreflector).

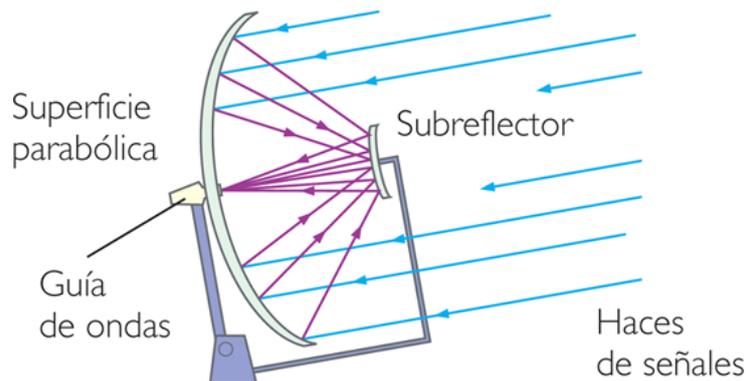


Figura 2-28: Antena parabólica Cassegrain [1.53]

En todos los casos, la orientación de la antena al satélite es fundamental para establecer la conexión. Como se ha visto dependiendo de la forma de la antena se orientará de una forma más o menos directa. El hecho de que este tipo de reflectores sea tan popular en nuestros tejados para establecer conexión con satélites de servicios de TV, telefonía o internet se debe a que los satélites que brindan esos servicios son en gran medida de tipo GEO. Visto desde el planeta, el satélite permanece inmóvil y sólo tendremos que orientar nuestra antena la primera vez que la instalemos. Sin embargo el resto de satélites, no geoestacionarios, vistos desde la tierra sobrevuelan nuestro espacio visible durante un periodo de tiempo determinado en función del tipo de órbita que describen. Para mantener la comunicación, las antenas tienen que permanecer orientadas realizando un seguimiento del satélite.

Una forma de abordar este problema sería empleando una antena con reflector parabólico que se vaya orientando electromecánicamente acorde con el recorrido del satélite. Este tipo de antenas son muy frecuentes en radiotelescopios.



Figura 2-29: Antenas parabólicas orientables [1.54] [1.55]

La Figura 2-29 muestra dos tipos de articulación de los reflectores. Estas antenas presentan naturalmente una serie de inconvenientes debido a su tamaño:

- El coste de fabricación de semejantes antenas es elevado, y su incremento tiene una dependencia exponencial con el diámetro de la misma.
- El movimiento relativo del satélite con respecto a la Tierra implica la necesidad de un complejo sistema mecánico que permita orientar la antena para seguir al satélite en su trayectoria, aumentando el coste de fabricación, operación y mantenimiento de la misma.
- Existe poca flexibilidad de operación en escenarios multisatélite y/o multimisión. Debido a la alta directividad de la antena no se puede establecer comunicación con dos satélites al mismo tiempo. Además al pasar de uno a otro el sistema de apuntamiento requiere un tiempo para poder mover la antena en la dirección correcta. En definitiva, suele utilizarse una antena por satélite y misión, incapacitando en muchos casos la utilización de la eventual capacidad sobrante.
- La solución es difícilmente escalable. Un aumento en los requisitos implicará por lo general la sustitución de la parábola del receptor.

Para dar cobertura continua, un sistema de comunicaciones basado en este tipo de satélites deberá constar de un grupo o constelación de satélites, de tal manera que cuando uno va a desaparecer por el horizonte, en el otro extremo ya haya aparecido un nuevo satélite que brinde esa continuidad.

En otras ocasiones puede que además de una comunicación ininterrumpida con una constelación de satélites, se quiera mantener más enlaces con otros satélites de órbita no geoestacionaria aunque no formen parte de una constelación.

Como hemos visto si sólo empleamos una antena orientable, perderemos la continuidad en la comunicación y tampoco podremos establecer más de una comunicación simultánea, ya que no es capaz de establecer dos comunicaciones simultáneas. Se hace imprescindible contar con más de una antena. Aparecen entonces los grupos o arrays de antenas, es decir, un conjunto de elementos radiantes individuales, en principio idénticos, alimentados desde un terminal común. Mediante un adecuado procesamiento de señal puede mejorarse el comportamiento del conjunto con respecto a una antena individual.

2.8.1. Arrays de antenas

Cuando se utiliza esta configuración, las señales recibidas por cada antena se deben combinar, para lo cual se utilizan diversas técnicas. De esta forma, se incrementa la apertura efectiva de la antena y la relación S/N, con lo que se emplea cuando se requiere una sensibilidad en recepción mayor que la que se obtendría con una antena con la mejor eficiencia y la menor temperatura de ruido. Así, por ejemplo, para imitar la funcionalidad de la antena de 70 metros de diámetro, se puede utilizar un array de antenas de 34 metros. A estas ventajas habría que sumarle el factor económico, ya que es más caro fabricar una antena con un reflector de 70 metros de diámetro, que tres de 34 metros.

En la siguiente imagen se muestra el **Very Large Array (VLA)**. Es un observatorio radioastronómico situado en Nuevo México (EEUU) formado por 27 radio-antenas con un reflector de 25m de diámetro cada una. Están instaladas sobre vías férreas de tal manera que pueden adoptar diversas configuraciones, más o menos densas, en función del tipo de antena que se desee imitar.



Figura 2-30: Very Large Array (VLA) [1.56]

Entre las ventajas que ofrecen los arrays con respecto a las grandes antenas reflectoras, cabe citar:

- **Coste de fabricación.** La instalación del array suele requerir menor obra civil que en el caso de una gran antena parabólica. Se ahorra el complejo diseño del paraboloide. En definitiva pueden aprovecharse mucho mejor las economías de escala.
- **Mayor flexibilidad de operación.** Un array de antenas presenta varios grados de libertad, por lo que sería posible por ejemplo entablar comunicaciones con más de un satélite a la vez, facilitando las aplicaciones multiservicio y multiusuario. Además, el fallo de una de las antenas no supone el cese de funcionamiento del resto del sistema.
- **Incrementos de capacidad graduales.** En las estaciones de comunicaciones actuales se utiliza una antena por cada satélite, por lo que si se necesita recibir más potencia (por ejemplo, si se quieren utilizar para otro satélite) es posible que deba ser modificada prácticamente toda la estación terrena (incluyendo el posible cambio de la antena por otra de mayor diámetro). Sin embargo, en una estación con un array basta con añadir cierto número de antenas sin perderse el diseño e instalación previos, o reconfigurar la función de los subarrays para cumplir con esquemas de gestión multimisión. Las antenas del VLA mostradas en la figura XX poseen raíles para adoptar diferentes configuraciones generando un área con más o menos densidad de antenas.

2.8.2. Antenas Inteligentes

Las antenas inteligentes, también conocidas como antenas adaptativas, antenas múltiples o MIMO (Multiple Input Multiple Output communications), son antenas que gracias a un potente procesado digital de señal son capaces de modificar su diagrama de radiación y apuntamiento para así adaptarse a las necesidades que requiera el sistema. Su uso se ha extendido mucho en las comunicaciones móviles, radio-telescopios, radar, etc. En definitiva en los sistemas donde se requiera un diagrama de radiación dinámico o adaptativo.

El problema de la antena lo resuelve una tecnología denominada "Phased Array" (agrupación de antenas controladas por fase). Un phased array suele estar constituido por grupos de antenas más pequeñas en el cual las fases relativas de las señales con que se alimenta cada antena se varían intencionadamente con objeto de alterar el diagrama de radiación del conjunto. Lo normal es reforzar la radiación en una dirección concreta y suprimirla en direcciones indeseadas.



Figura 2-31: Phased Array [1.59]

Si todos los elementos del array están contenidos en el mismo plano y la señal con que se alimentan es de la misma fase, entonces se estará reforzando la dirección perpendicular a ese plano. Si se altera la fase relativa de las señales se podrá "mover" el haz (en realidad lo que se está haciendo es cambiar la dirección en la cual las interferencias son constructivas). Se consigue de este modo hacer barridos sin necesidad de movimiento físico, con la ventaja añadida de que se pueden escanear ángulos del orden de miles de grados por segundo. Esto permite utilizar la antena para compaginar simultáneamente funciones de detección y de seguimiento de muchos satélites. Apagando y encendiendo algunos de los elementos radiantes se puede variar el haz de radiación, ensanchándolo para mejorar las funciones de búsqueda o estrechándolo para hacer un seguimiento preciso.

El punto débil de los phased arrays es la imposibilidad de dirigirlo correctamente en ángulos cercanos al plano en el que están los elementos radiantes. Para hacer una cobertura de 360° se suele disponer de 3 arrays colocados en las paredes de una superficie piramidal como la mostrada en la Figura 2-32.



Figura 2-32: Phased Array piramidal de triple cara [1.58]

A diferencia de una antena parabólica articulada, que sigue mecánicamente el rastro de un único satélite, los phased arrays al estar constituidos por diversas antenas más pequeñas son capaces de seguir a varios satélites sin moverse físicamente. Todo ello, como se mencionaba anteriormente, se consigue controlando la variación de las fases de las señales que alimentan las antenas, obteniendo de esta manera un control en la dirección y potencia del diagrama de radiación efectivo. El diseño se usa en radar y es de uso habitual en antenas de radio interferométricas. Su uso se va extendiendo debido a la fiabilidad derivada del hecho de que no tienen partes móviles. [1.57] [1.58]

2.9. Proyecto GEODA

En este escenario se enmarca el proyecto GEODA, subvencionado por INSA, que consiste en un phased array con forma geodésica, Figura 1-2, que permitirá cobertura hemisférica, desde 5º a 90º en elevación, y 360º en acimutal.

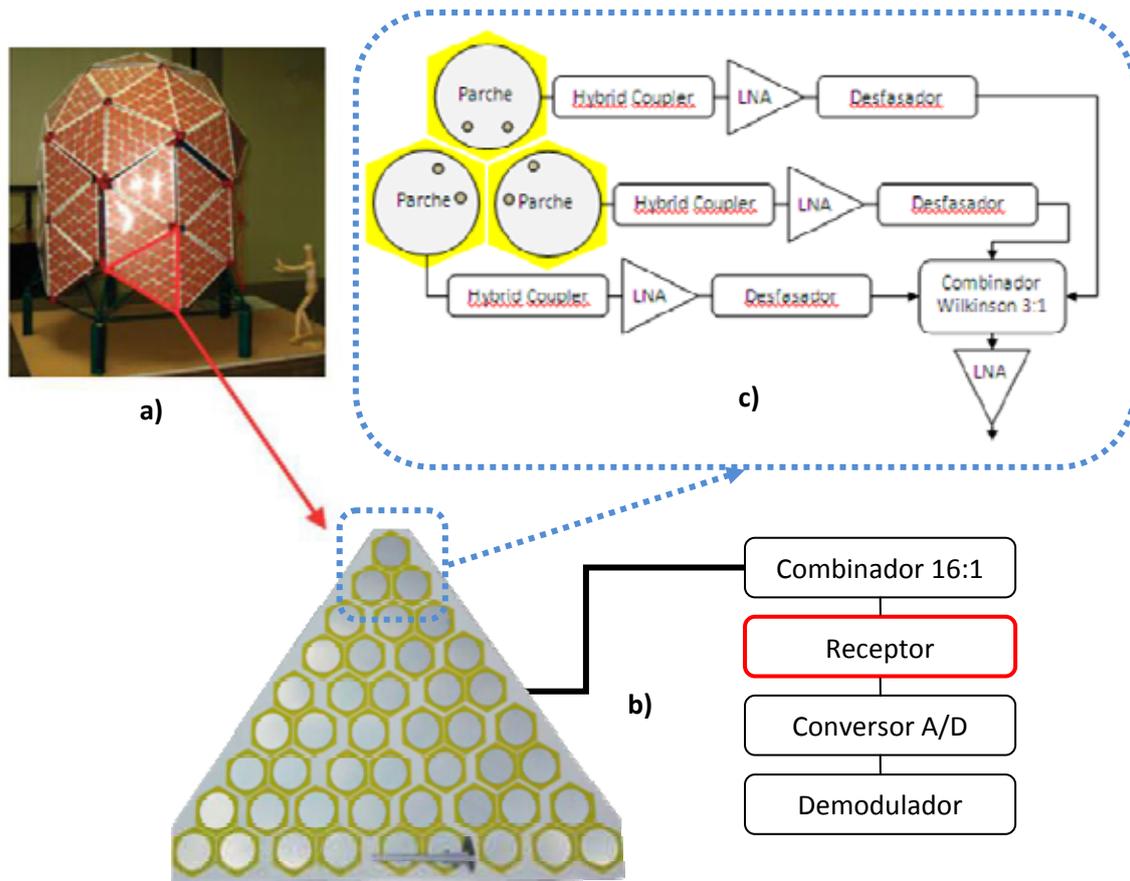


Figura 2-33: a) Maqueta b) Panel y conexiones c) diagrama de bloques del subarray [1.4]

La antena se compone de dos partes. En la base un cilindro de 1.5 metros de altura formado por 30 paneles y sobre éste un poliedro de otros 30 paneles triangulares basadas en un dodecaedro. Cada panel contiene 45 elementos radiantes, consistente en parches impresos circulares, agrupados en 15 subarrays de tres elementos, Figura 2-21, alimentados uniformemente y con fase variable para poder variar el apuntamiento de los haces. Gracias a los distintos paneles se podrán procesar simultáneamente las señales de varios satélites.

La capacidad de seguimiento del array se basa en desfasadores de seis estados de control electrónico que consiguen saltos progresivos en el apuntamiento de los subarrays.

Cada parche aportará una señal de RF. En cada subarray, se sitúa un combinador Wilkinson que sumará las tres señales de los parches en una sola. A su vez las 15 señales provenientes de todos los subarrays del panel se combinarán nuevamente con otro combinador Wilkinson para así conseguir una única señal por cada panel. Esa señal será la que recibirá el receptor superheterodino que se contempla en este proyecto.

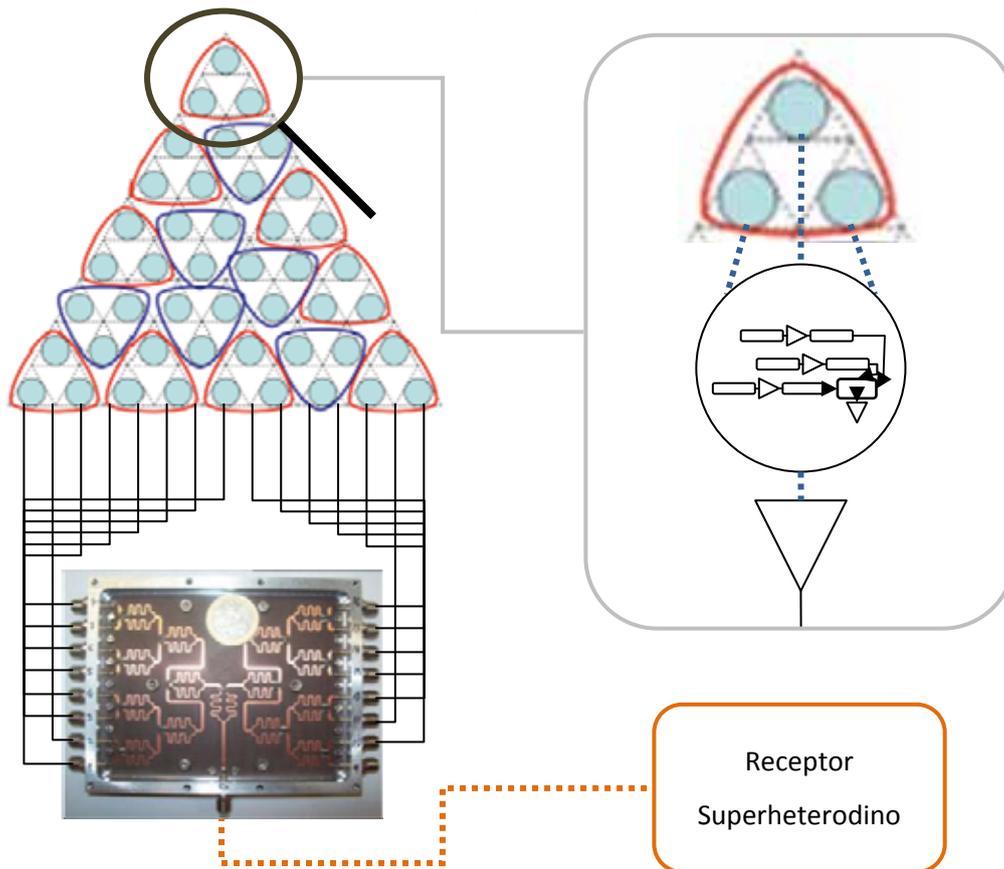


Figura 2-34: Esquema de combinación de señales de RF [1.4]

En un principio se están considerando aplicaciones únicamente de recepción de datos de satélites, aunque en un futuro pueden aparecer otros campos como RADAR y transmisión.

2.10. Introducción a los sistemas de radiofrecuencia

Un sistema de telecomunicaciones puede definirse como:

*“Un conjunto de elementos que hacen posible la transferencia de
Información entre puntos distantes” [1.60]*

Siempre tendrá una estructura compuesta, al menos, por los siguientes componentes:

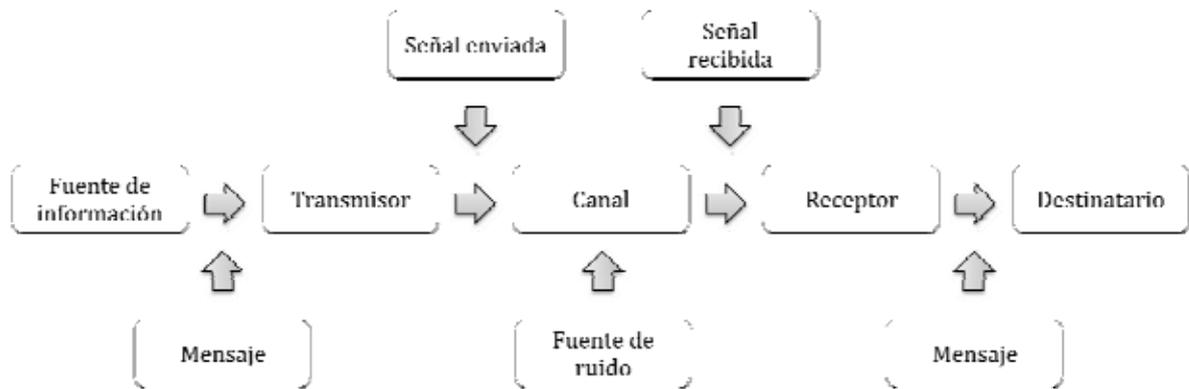


Figura 2.1 Esquema de Sistema de Comunicación

- **Fuente de Información:** selecciona el mensaje deseado de un conjunto de mensajes posibles.
- **Transmisor:** Transforma o codifica la señal de información (Mensaje) a enviar y le da la potencia necesaria para poder enviarla por el Canal.
- **Canal:** Medio físico por el cual se envía la señal del transmisor que contienen la información. Éste introducirá perturbaciones (ruido y señales interferentes) que afectarán a la señal de transmisión.
- **Receptor:** Decodifica y transforma la señal recibida para entregar la señal de información al destinatario.

Este modelo de sistema de comunicación es lo suficientemente amplio como para incluir los diferentes contextos en que se puede dar la comunicación (oral, visual, eléctrica, óptica, inalámbrica,...). En nuestro caso lo aplicaremos a los sistemas por radiofrecuencia y en concreto a las comunicaciones por satélite. [1.1]

2.10.1. Canal

El canal es el medio físico por el que viajarán las señales portadoras de la información del transmisor al receptor. En el caso de las radiocomunicaciones el medio será el aire. Las frecuencias de las radiocomunicaciones suelen estar comprendidas entre valores bajos como algunos kHz y valores más altos en torno a cientos de GHz alcanzando así las bandas milimétricas.



Figura 2-35: Espectro visible por el hombre (Luz) [1.61]

El margen inferior de frecuencias suele estar dominado cada vez más por la electrónica digital. Con los circuitos integrados digitales es posible implementar funciones de proceso de señal de forma muy simple. En este margen el software sustituye al hardware en los procesos más usuales como el filtrado, conversión, detección y modulación de señales, quedando para los circuitos convencionales los procesos de amplificación y de bajo ruido.

En radiocomunicaciones, los rangos se abrevian con sus siglas en inglés. Los rangos se muestran en la siguiente tabla:

Tabla 9: Bandas de radiofrecuencias [1.62]

Nombre	Abreviatura inglesa	Banda ITU	Frecuencias	Longitud de onda
Extra baja frecuencia	ELF	1	3-30 Hz	100.000 km – 10.000 km
Súper baja frecuencia	SLF	2	30-300 Hz	10.000 km – 1000 km
Ultra baja frecuencia	ULF	3	300–3000 Hz	1000 km – 100 km
Muy baja frecuencia	VLF	4	3–30 kHz	100 km – 10 km
Baja frecuencia	LF	5	30–300 kHz	10 km – 1 km
Media frecuencia	MF	6	300–3000 kHz	1 km – 100 m
Alta frecuencia	HF	7	3–30 MHz	100 m – 10 m
Muy alta frecuencia	VHF	8	30–300 MHz	10 m – 1 m
Ultra alta frecuencia	UHF	9	300–3000 MHz	1 m – 100 mm
Súper alta frecuencia	SHF	10	3-30 GHz	100 mm – 10 mm
Extra alta frecuencia	EHF	11	30-300 GHz	10 mm – 1 mm

- **Frecuencias extremadamente bajas:** *ELF (Extremely Low Frequencies)*, este rango es equivalente a aquellas frecuencias del sonido en la parte más baja (grave) del intervalo de percepción del oído humano.
- **Frecuencias súper bajas:** *SLF (Super Low Frequencies)*, en este rango se incluyen las ondas electromagnéticas de frecuencia equivalente a los sonidos graves que percibe el oído humano típico.
- **Frecuencias ultra bajas:** *ULF (Ultra Low Frequencies)*, este es el intervalo equivalente a la frecuencia sonora normal para la mayor parte de la voz humana.
- **Frecuencias muy bajas:** *VLF (Very Low Frequencies)*, el intervalo de VLF es usado típicamente en comunicaciones gubernamentales y militares.
- **Frecuencias bajas:** *LF (Low Frequencies)*, los principales servicios de comunicaciones que trabajan en este rango están la navegación aeronáutica y marina.
- **Frecuencias medias:** *MF (Medium Frequencies)*, las ondas más importantes en este rango son las de radiodifusión de AM (530 a 1605 kHz).
- **Frecuencias altas:** *HF (High Frequencies)*, a estas se les conoce también como "onda corta". Es en este intervalo que se tiene una amplia gama de tipos de radiocomunicaciones como radiodifusión, comunicaciones gubernamentales y militares. Las comunicaciones en banda de radioaficionados y banda civil también ocurren en esta parte del espectro.
- **Frecuencias muy altas:** *VHF (Very High Frequencies)*, es un rango popular usado para muchos servicios, como la radio móvil, comunicaciones marinas y aeronáuticas, transmisión de radio en FM (88 a 108 MHz) y los canales de televisión del 2 al 12 [según norma CCIR (Estándar B+G Europa)]. También hay varias bandas de radioaficionados en este rango.
- **Frecuencias ultra altas:** *UHF (Ultra High Frequencies)*, incluye los canales de televisión de UHF, es decir, del 21 al 69 [según norma CCIR (Estándar B+G Europa)] y se usan

también en servicios móviles de comunicación en tierra, en servicios de telefonía celular y en comunicaciones militares.

- **Frecuencias súper altas:** *SHF (Super High Frequencies)*, son ampliamente utilizadas para comunicaciones vía satélite y radioenlaces terrestres. Además, pretenden utilizarse en comunicaciones de alta tasa de transmisión de datos a muy corto alcance mediante UWB. También son utilizadas con fines militares, por ejemplo en radares basados en UWB.
- **Frecuencias extremadamente altas:** *EHF (Extrematedly High Frequencies)*, los equipos usados para transmitir y recibir estas señales son más complejos y costosos, por lo que no están muy difundidos aún.

Cabe destacar que las frecuencias entre 1 GHz y 300 GHz, son llamadas microondas. Estas frecuencias abarcan parte del rango de UHF y todo el rango de SHF y EHF. Estas ondas se utilizan en numerosos sistemas, como múltiples dispositivos de transmisión de datos, radares, satélites, hornos microondas, etc.

Tabla 10: Bandas de frecuencia de microondas [1.61]

Banda	P	L	S	C	X	K _u	K	K _a	Q	U	V	E	W	F	D
Inicio (GHz)	0,2	1	2	4	8	12	18	26,5	30	40	50	60	75	90	110
Final (GHz)	1	2	4	6	12	18	26,5	40	50	60	75	90	110	140	170

En este proyecto en concreto se trabajará con frecuencias situadas en la banda L de microondas. Concretamente en torno a los 1.7GHz que es la frecuencia central de RF escogida.

2.10.2. Transmisor

El transmisor debe generar la señal de información, generalmente es una señal en banda base, generar señal la portadora y modular la señal de información con la portadora para así obtener la señal a transmitir. Ésta la amplificará hasta el nivel de potencia deseado y la filtrará al ancho de banda deseado para interferir en el menor número de sistemas posibles. Para concluir le entregará la señal a la antena transmisora para ser transmitida.

Normalmente, bien porque la frecuencia de transmisión es muy alta o por tener una mayor flexibilidad en los procesos de modulación, se suele trabajar en una frecuencia intermedia fija

que posteriormente se lleva a la frecuencia de emisión mediante una conversión hacia arriba de la portadora. [1.1]

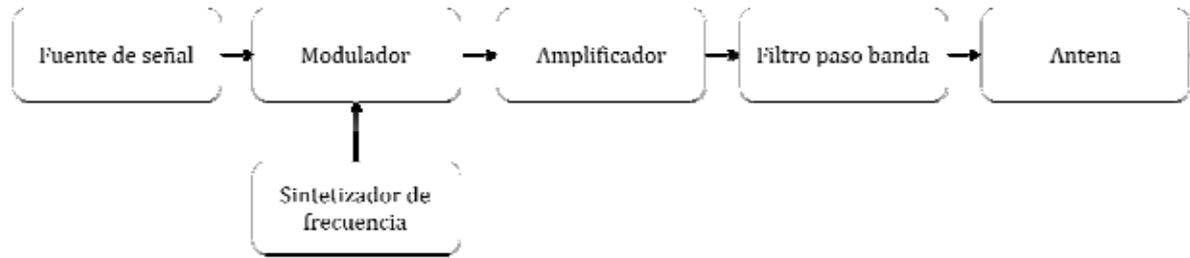


Figura 2-36: Diagrama básico de un transmisor

2.10.3. Receptor

En la otra parte del sistema se encuentra el receptor y tiene como misión intentar detectar y reproducir la señal que se transmitió con la mayor fidelidad posible. Para ello se encargará de separar la señal deseada del resto de las posibles interferencias y ruido electrónico ayudándose de filtros, la amplificará y la demodulará para obtener la señal original de banda base. [1.1]

Resulta muy difícil y caro conseguir filtros de alta frecuencia con bandas estrechas y altos niveles de rechazo. Para conseguirlo se suele recurrir a los procesos de conversión de frecuencia y filtrado consecutivo. Una vez separada la señal se puede proceder a su demodulación para obtener la señal en banda base.



Figura 2-37: Diagrama básico de un receptor

Las especificaciones de un receptor se pueden resumir en los siguientes aspectos:

- **Selectividad:** Es la capacidad que tiene el receptor de rechazar las señales radioeléctricas no deseadas situadas próximas a las frecuencias de la señal deseada. Se mide en términos de comparación entre las potencias de las señales deseadas y las interferentes máximas que es capaz de soportar sin degradar el resultado.
- **Fidelidad:** Es la capacidad de reproducir las características de la modulación con un nivel de distorsión aceptable.
- **Sensibilidad:** Potencia o diferencia de potencial mínima que es capaz de detectar el receptor para obtener a la salida una señal con la calidad suficiente para el servicio al cual entregará la señal.

2.11. Tipos de receptores

Existen diferentes criterios para clasificar los receptores:

- **El servicio al que están destinados:** TV, radio, telegráficos, comunicaciones móviles, satélites
- **La sintonía:** fija o variable según sea para un solo canal o de varios y discreta o continua según el valor que pueda tomar la frecuencia.
- **El tipo de señal:** analógicos, digitales
- **La modulación de la señal que detectan:** de amplitud (AM, DBL, BLU,...), de frecuencia (FM, FSK,...) y de fase (PM, PSK, QPSK,...)
- **La forma de amplificar y seleccionar la señal de recepción:** homodino, superheterodino, de doble conversión,...

Esta última clasificación es la más utilizada en el diseño de receptores para las comunicaciones.

A continuación se detallan cada uno de estos tipos de receptores [1.1] [1.64].

2.11.1. Receptor Homodino

Su arquitectura es bastante simple, y dada su simpleza uno de sus inconvenientes es que su funcionalidad queda muy restringida a ciertas aplicaciones concretas.

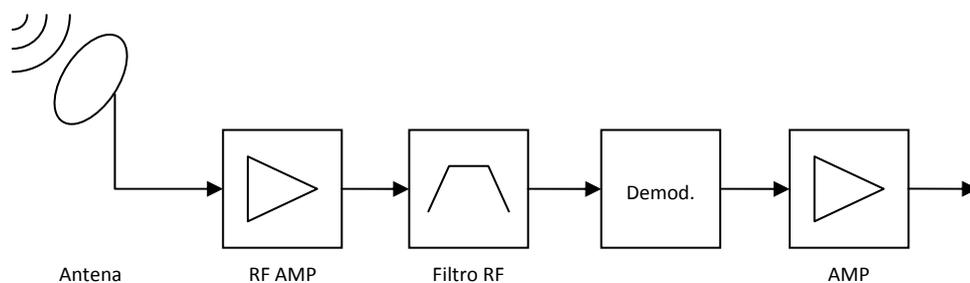


Figura 2-38: Esquema de receptor homodino

Observando el esquema del receptor Homodino se aprecia que la señal captada por la antena es la que será entregada al demodulador (de ahí que sea “HOMO”, porque no hay conversión de frecuencia). Previamente la señal será amplificada por un amplificador de potencia (RF AMP) para adquirir el nivel de potencia necesario para que el demodulador funcione correctamente y pasará por un filtro paso banda, sintonizado al ancho de banda de la señal,

para eliminar las posibles interferencias. Una vez demodulada la señal se amplificará de nuevo hasta el nivel exigido por dispositivo de representación.

Su principal desventaja es que los filtros estrechos sintonizados para RF que definan bien la banda deseada son muy difíciles de obtener y más aún si queremos que éstos puedan ser de sintonía variable. Este factor hace muy difícil la utilización de estos receptores para radiocomunicaciones y suele utilizarse para aplicaciones que empleen receptores de gran ancho de banda y que trabajen a una frecuencia fija. Otra de sus desventajas es la dificultad de conseguir altas ganancias, superiores a 80dB, en la amplificación a una sola frecuencia. Aparecen inestabilidades en el receptor debidas a realimentaciones por radiación que provocan oscilaciones en el amplificador. Estas desventajas conllevan pues a una ventaja que es su bajo coste.

Fue utilizado en las primeras radios y actualmente se emplea sobretodo en aplicaciones diferentes de las comunicaciones como por ejemplo radar, radiometría, etc... [1.1]

2.11.2. Receptor Superheterodino

Conseguir filtros con una anchura de banda relativa por debajo del 1% ($B/f_s < 0.01$) es complicado y caro. En un receptor superheterodino se realiza una mezcla de la señal recibida por la antena con un tono puro (normalmente de menor frecuencia que la señal de RF) y constante de un oscilador local (OL) para trasladar la señal a otra frecuencia, normalmente menor, que será la frecuencia intermedia (FI). La anchura de banda relativa en esta etapa se ha incrementado y es entonces donde se procederá al filtrado y a la selección de la banda deseada antes de entregarle la señal al demodulador. De este modo se puede realizar la amplificación en dos etapas, consiguiendo de esta manera una mayor estabilidad del conjunto. Al trasladar la señal a una frecuencia menor permite también utilizar filtros más complejos y selectivos. [1.1]

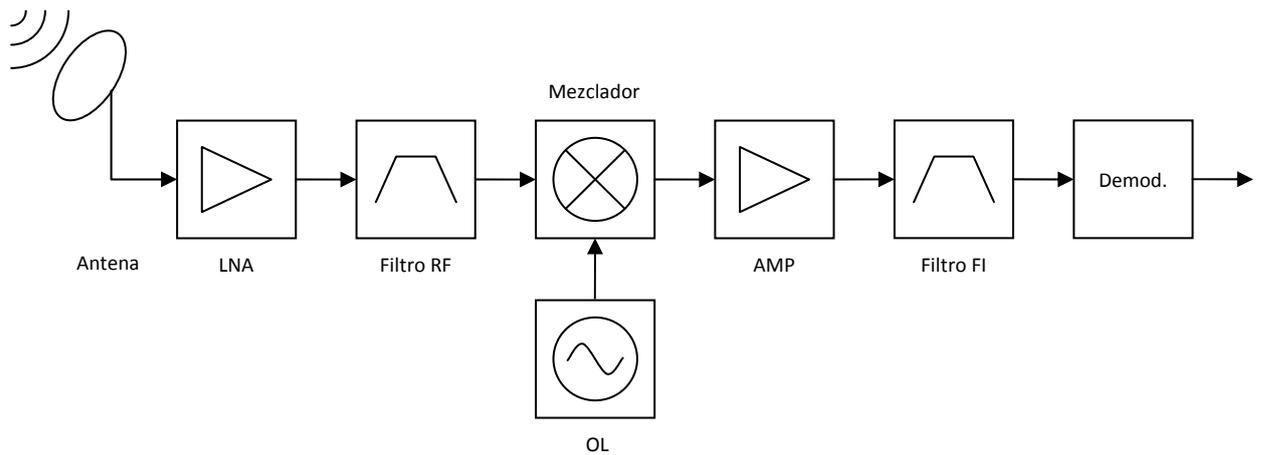


Figura 2-39: Esquema de un receptor superheterodino

Este es el tipo de receptor que se ha elegido para llevar a cabo este proyecto. Más adelante se detallarán las cualidades, funciones y procesos asociados a cada uno de los componentes de cada etapa [1.65] [1.66].

2.11.3. Receptor de Doble Conversión de frecuencia

Existen casos en los que se requiere más de una conversión de frecuencias para conseguir una buena selectividad con filtros que no sean complejos, o para bandas de sintonía muy amplias. Los dos casos más importantes son los siguientes:

- **Receptores con una relación muy grande entre la frecuencia portadora y la anchura de banda final ($f_s/B > 5000$)**

Al tener una relación tan grande, lo que se realizan son dos conversiones hacia debajo de tal manera que se puedan ir empleando filtros más sencillos. Son dos etapas de conversión iguales que las que se representaban en el receptor superheterodino. Siempre se selecciona como frecuencia de salida del conversor la diferencia de las señales a la entrada.

$$f_{i1} = |f_s - f_{o1}| \quad f_{i2} = |f_{i1} - f_{o2}|$$

En la primera conversión se suele filtrar la banda imagen, que suele ser un filtro no demasiado restrictivo. En la segunda conversión, con una frecuencia bastante baja, es donde se puede realizar con facilidad el filtrado final.

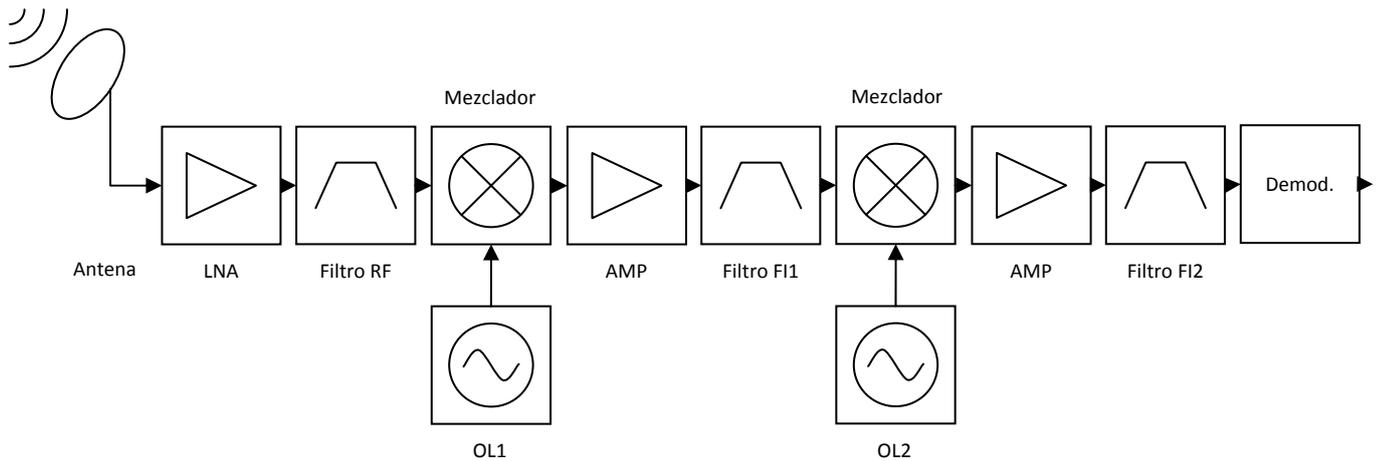


Figura 2-40: Esquema típico de un receptor superheterodino de doble conversión

- **Receptores con margen relativo de sintonía muy amplio ($f_{s \text{ máx}}/f_{s \text{ mín}} > 30$)**

Al tener una relación de sintonía muy grande, si elegimos la frecuencia intermedia por debajo de la menor frecuencia de sintonía, $f_{s \text{ mín}}$, supondrá un difícil filtrado de la banda imagen. Si empleamos un receptor de doble conversión y realizamos primero una conversión hacia arriba, eligiendo una frecuencia intermedia superior a $f_{s \text{ máx}}$, entonces sí que será más fácil poder filtrar la banda imagen. Realizando la segunda conversión hacia abajo en una frecuencia donde no esté condicionada por el margen de sintonía, facilitamos el filtrado definitivo.

Si con alguno de estos esquemas existe todavía un problema de filtrado, será necesario recurrir a una tercera conversión, hasta conseguir adaptar las frecuencias a los filtros disponibles.

Ambas soluciones suelen ser las empleadas para los diseños de receptores con múltiple conversión de frecuencias, pero cada aplicación posee sus condiciones especiales, bandas de sintonía, bandas finales de FI, etc. Y todo ello impone esquemas particulares de conversión y filtrado.

2.12. Conceptos de los receptores

Actualmente la tendencia consiste en digitalizar la mayor parte posible de la cadena receptora, por las ventajas en cuanto a prestaciones que presenta con su homóloga analógica, y esa es la implementación deseable para las futuras estaciones terrenas de arrays de antenas. El objetivo es traspasar ciertas funcionalidades asociadas tradicionalmente a elementos analógicos dedicados, como el filtrado de señal, la conversión de frecuencia, la demodulación, etc. a dispositivos programables mediante software de propósito general.

En el proyecto GEODA por el momento sólo se ha adoptado esta tendencia de trabajar con señales digitalizadas en la fase de la demodulación. Esto principalmente se debe a que la tasa de muestreo para la conversión analógico-digital no será tan alta y ello facilita una mejor digitalización de la señal. Hay que recordar que por el teorema de Nyquist, la frecuencia de muestreo f_s debe cumplir la siguiente relación:

$$f_s \geq 2f_{max}$$

Siendo f_{max} la máxima componente frecuencial de la señal que debe muestrearse. Si es una señal paso-bajo, corresponde a su ancho de banda.

Esto no quita que en un futuro se pueda ir avanzando sobre el modelo existente e ir muestreando en etapas de frecuencias cada vez más altas (FI y luego RF) y así conseguir finalmente un receptor con procesado completamente digital.

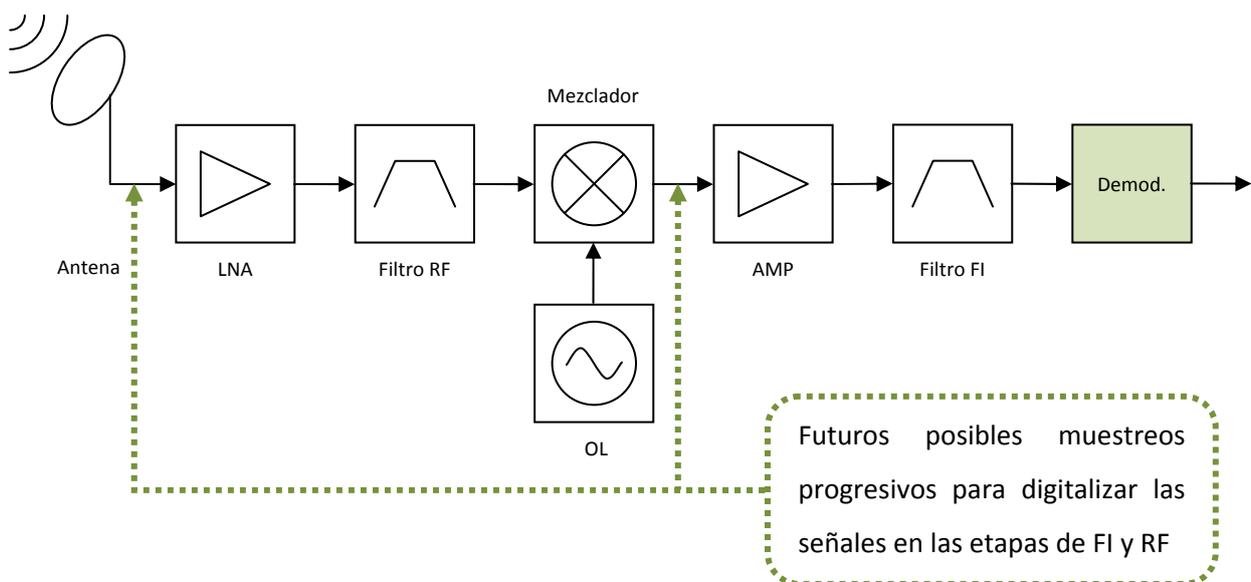


Figura 2-41: Futuro progreso de digitalización en receptores

Entre las ventajas adquiridas con respecto a la implementación analógica, cabe destacar un menor coste, un menor tamaño, un diseño de RF simplificado, una gran flexibilidad con capacidad de multioperación y filtros reprogramables con mejores prestaciones, la capacidad de generar osciladores locales digitalmente más estables y un ancho de banda potencial de operación grande.

A continuación procederemos a analizar en detalle los procesos que en este proyecto desempeñan las etapas analógicas de conversión de frecuencias y el filtrado. También se estudiará la importancia de la elección de la frecuencia intermedia con los posibles problemas relacionados que pueden aparecer.

2.12.1. El mezclador básico

[1.1] El mezclador es un componente fundamental en un receptor que realice conversiones de frecuencia. El funcionamiento de un mezclador ideal básico consiste en entregar a su salida una señal cuya tensión sea proporcional a las tensiones de las dos señales a la entrada. Se puede interpretar como un producto temporal de dos señales.

$$v_{FI}(t) = K v_{RF}(t) v_{OL}(t)$$

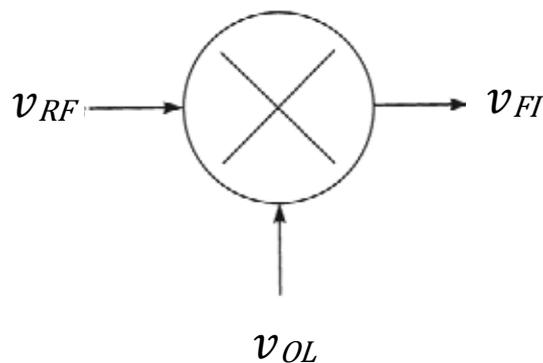


Figura 2-42: Mezclador básico

En los receptores suele asociarse a $v_s(t)$ la señal de RF que es la portadora a una frecuencia f_{RF} y a $v_o(t)$ se le asocia el tono puro del Oscilador Local de frecuencia f_{OL} .

- Señal de RF : $v_{RF}(t) = A_{RF} x(t) \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t))$
- Señal de OL: $v_{OL}(t) = A_{OL} \cos(\omega_{OL} t)$

Realizamos el producto temporal:

$$v_{FI}(t) = v_{RF}(t) v_{OL}(t) = A_{RF} A_{OL} x(t) \cos(\omega_{RF} t + \varphi(t)) \cos(\omega_{OL} t)$$

Aplicando la siguiente regla:

$$\cos(x) \cos(y) = \frac{\cos(x + y) + \cos(x - y)}{2}$$

- Señal de FI:

$$v_{FI}(t) = \frac{KA_{RF}A_{OL}}{2} x(t) [\cos((\omega_{RF} + \omega_{OL})t + \varphi(t)) + \cos((\omega_{RF} - \omega_{OL})t + \varphi(t))]$$

La señal de RF puede llevar una modulación de amplitud y de fase. Al multiplicarla con el tono puro obtenemos 2 señales idénticas a la de RF pero desplazadas en frecuencia una distancia igual a f_{OL} , por arriba y por abajo, y con una alteración de la ganancia. Sin embargo las modulaciones de amplitud y fase permanecen inalteradas. De esta manera la frecuencia de salida será:

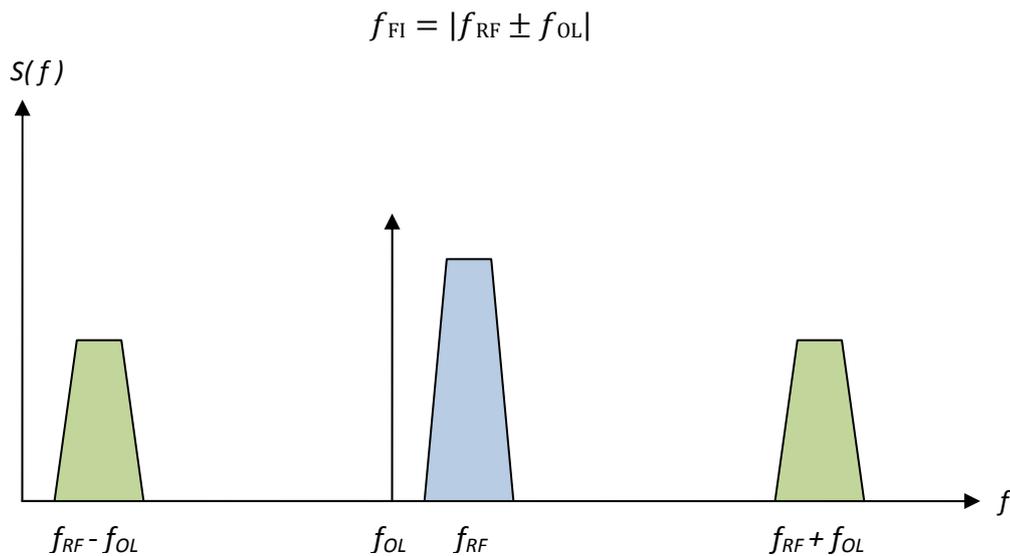


Figura 2-43: Señales que intervienen en el proceso de mezclado

Conseguir a la salida de este dispositivo una señal producto de sus señales de entrada es posible gracias al empleo de un sumador de señales combinado con elementos no lineales, como pueden ser los transistores y los diodos.

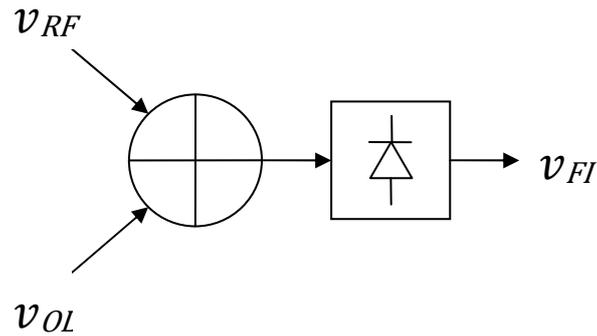


Figura 2-44: Modelo de mezclador básico real

La respuesta de estos dispositivos no lineales se puede aproximar por la siguiente ecuación polinómica:

$$v_{FI}(t) = K_1 v(t) + K_2 v(t)^2 + K_3 v(t)^3 + \dots$$

Tomamos la entrada al dispositivo como la suma de las señales entrantes

$$v(t) = v_{RF}(t) + v_{OL}(t)$$

Y sustituyendo en la fórmula nos queda a la salida

$$v_{FI}(t) = K_1(v_{RF}(t) + v_{OL}(t)) + K_2(v_{RF}(t) + v_{OL}(t))^2 + K_3(v_{RF}(t) + v_{OL}(t))^3 + \dots$$

$$v_{FI}(t) = \dots + 2K_2 v_{RF}(t) v_{OL}(t) + \dots$$

$$v_i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} K_{m,n} v_{RF}(t)^m v_{OL}(t)^n$$

$$v_i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} C_{m,n} A_{RF}^m A_{OL}^n x(t)^m \cos((m\omega_{RF} \pm n\omega_{OL})t + m\varphi(t))$$

Desarrollando esta fórmula se obtendrían infinitos términos del tipo $K_{m,n} v_{RF}(t)^m v_{OL}(t)^n$, donde m y n pueden tomar valores naturales. Cada uno de estos términos dará lugar a componentes espectrales de frecuencias $m f_{RF} \pm n f_{OL}$ y cuanto mayor sean m y n , menor será su potencia. Por lo tanto el término más potente, $K_{1,1} v_{RF}(t) v_{OL}(t)$ es también el deseado para construir el mezclador, pero le acompañan el resto de componentes espectrales interferentes llamadas mezclas espurias. Cuanto más se asemeje la función polinómica del

elemento no lineal a una ecuación de segundo grado, menos productos de intermodulación generará y su comportamiento será el ideal.

$$v_{FI}(t) = K_2(v_{RF}(t) + v_{OL}(t))^2 = K_2v_{RF}(t)^2 + K_2v_{OL}(t)^2 + 2K_2v_{RF}(t)v_{OL}(t)$$

Algunos de los productos de intermodulación podrán ser eliminados por filtrado posterior o no afectarán apenas debido a su alto orden y baja potencia. Sin embargo otros podrán caer en la banda deseada y serán difíciles de eliminar. [1.1]

2.12.1.1. Características de un mezclador

Hay ciertos factores que afectan a la funcionalidad y a la calidad de un mezclador. Dependiendo de la aplicación para la que se emplee, se necesitará que sean más o menos sofisticados. A continuación se describen estas principales características:

- Frecuencia de funcionamiento

Aunque las frecuencias de trabajo de las distintas puertos del mezclador no deben coincidir, puede ocurrir que se solapen. Se pueden distinguir dos grandes grupos de mezcladores.

- Mezcladores de banda estrecha: son aquellos en los que la separación de las bandas de las señales presentes a la salida se realiza por filtrado. Son mucho más simples y baratos. Es el caso del Mezclador Básico antes descrito.
- Mezcladores de banda ancha: utilizan redes combinadoras o varios elementos mezcladores, formando así circuitos equilibrados (Mezcladores equilibrados o doblemente equilibrados). De esta manera las señales deseadas se suman en fase y las no deseadas se suman en oposición, consiguiendo la separación de las bandas sin necesidad de filtrado.

- Pérdidas de conversión

Existe una relación proporcional entre la amplitud de la señal de entrada RF y la de salida FI. Representa las pérdidas, expresadas en dB, que se producen en el proceso de conversión.

$$L(dB) = -10 \cdot \log \left(\frac{P_{FI}}{P_{RF}} \right)$$

Suelen venir especificadas por el fabricante los valores aceptados de potencias de entrada y las variaciones de las pérdidas con respecto a la frecuencia y potencia del oscilador local.

- Aislamiento

Idealmente las señales que entran por los puertos RF y OL no deberían aparecer en ninguno de los otros dos puertos complementarios, pero siempre se acopla cierta potencia. Por lo tanto, cuanto mejor sea el aislamiento entre puertos, menos interferencias se generarán. Se define como la atenuación que sufre una señal al pasar directamente de un puerto a otro sin proceso de conversión. Así pues el aislamiento existente entrando por OL y midiendo en RF sería:

$$Aislamiento_{OL-RF}(dB) = -10 \cdot \log\left(\frac{P_{RF}}{P_{OL}}\right)$$

- Coeficiente de Reflexión

Para conseguir la máxima transferencia de potencia en cuadripolos, tanto el generador como la carga conectada deberían tener impedancias iguales. Estas impedancias nominales suelen tomar valores estándar (50, 75, 300...ohm). Nunca es posible tener exactamente la misma impedancia nominal en todas las puertas, y esa pequeña diferencia provocará una ligera desadaptación de impedancias generando pérdidas de retorno. El coeficiente de reflexión nos indica el nivel de adaptación.

- Coeficiente de Reflexión y Pérdidas de Retorno (RL)

$$\Gamma = \frac{Z - Z_o}{Z + Z_o}$$

$$RL(dB) = -20 \cdot \log|\Gamma|$$

- Figura de Ruido

A diferencia de los cuadripolos normales, en los que sólo hay una banda de frecuencias, los mezcladores tienen dos bandas de ruido que pueden afectar en la frecuencia intermedia. Por lo tanto no es posible aplicar las suposiciones de los cuadripolos lineales.

Todas las componentes situadas alrededor de $f_{OL} \pm f_{FI}$ entrarán en el mezclador y generarán señales en la banda de la frecuencia intermedia. De las dos bandas, la que contiene la señal se denominará *banda de señal* ($f_s = f_{OL} + f_{FI}$) y la otra *banda imagen* ($f_y = f_{OL} - f_{FI}$).

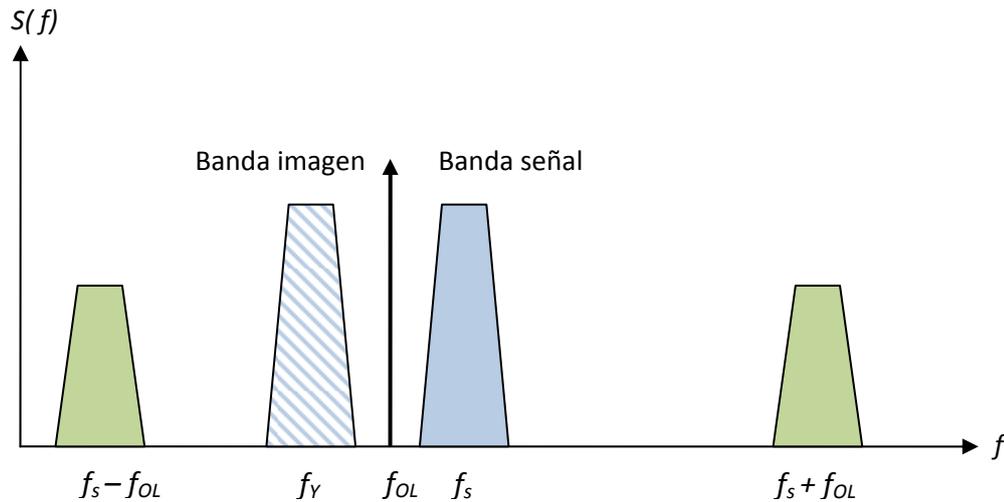


Figura 2-45: Situación de la banda imagen

Dado que para cada banda el proceso de conversión puede afectar de distinta manera, se define para cada banda una ganancia (g_s y g_y).

La duda surge ahora al decidir a cuál de las dos bandas se le asigna la temperatura equivalente a la entrada. Se plantean dos escenarios posibles:

- Se define T_{SSB} como la Temperatura equivalente de ruido a la entrada en banda simple. En este caso se le asigna a la banda de señal.

$$P = k \cdot B \cdot (T_s \cdot g_s + T_y g_y) + P_n = k \cdot B \cdot \left(T_s + T_{SSB} + T_y \frac{g_y}{g_s} \right) \cdot g_s$$

- Se define T_{DSB} como la Temperatura equivalente de ruido a la entrada en doble banda. En este caso afecta a las dos bandas de trabajo.

$$P = k \cdot B \cdot \left(T_s + T_{DSB} + (T_y + T_{DSB}) \frac{g_y}{g_s} \right) \cdot g_s$$

El ruido a la salida es independiente de la forma de definir la temperatura equivalente a la entrada y por tanto se cumple que

$$T_{SSB} = T_{DSB} \left(1 + \frac{g_y}{g_s} \right)$$

En los receptores aborda este problema de forma más general con la ecuación de Friis para el cálculo de ruido en cuadripolos en cascada (3.2.4).

- Mezclas espurias

Como antes se mencionó, la potencia de los productos de intermodulación generados en los mezcladores simples va en decremento a medida que aumenta su orden. Se suele

definir un factor de pérdidas de conversión que dependerá de los índices m y n y del nivel de señal de entrada.

Para un nivel dado de señal, el fabricante da una tabla de pérdidas adicionales a la conversión en función de m y n ($L_{m,n}$). Si el valor de la entrada difiere del nivel de potencia de referencia, habrá que tener en cuenta el grado de la función polinómica. De este modo si el nivel de entrada disminuye 1dB, el armónico n , m disminuye m dB. [1.1]

Para el nivel dado de la señal, el nivel de su armónico será

$$P_O = P_{iref} - L_{conversion} - L_{m,n}$$

$$P_O = m \cdot P_i - L_{conversion} - L_{m,n}$$

2.12.2. Frecuencias Interferentes

Uno de los graves problemas que conlleva realizar la conversión de frecuencias, es que los conversores son elementos no lineales. Esto implica que además de las señales esperadas a su salida aparecen armónicos de éstas y sus distintas combinaciones, las mezclas espurias. Por lo tanto las componentes espectrales que obtenemos a la salida del mezclador son del siguiente tipo:

$$f_{m,n} = |n \cdot f_{OL} \pm m \cdot f_{RF}|$$

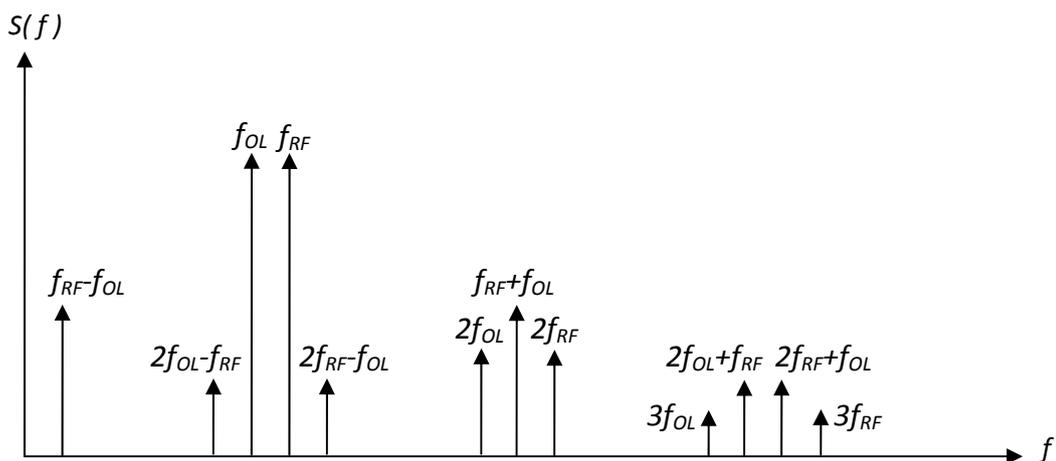


Figura 2-46: Productos de intermodulación

Los valores que pueden tomar las variables n y m son números naturales y por lo general, a medida que éstos aumentan, disminuye la amplitud de las señales.

Tras el mezclador se sitúa el filtro de FI que va a determinar la banda de paso o canal de la señal que se pretende detectar. Todas aquellas mezclas que caigan dentro de esa banda van a ser componentes no deseadas que interfieren con la señal y que llegarán al demodulador. Esto puede ocurrir por dos causas:

- Que las combinaciones de armónicos de la señal y armónicos del oscilador produzcan un batido de la frecuencia intermedia. Estos productos de intermodulación son

$$|n \cdot f_{OL} \pm m \cdot f_{RF}| = f_{FI} = |f_{OL} \pm f_{RF}|$$

Si desarrollamos obtenemos

$$\frac{f_{OL}}{f_{RF}} = \frac{m \pm 1}{n \pm 1}$$

A pesar de que la amplitud de las señales disminuya a medida que n y m aumentan, estas señales son exactamente de la misma frecuencia que la señal que estamos detectando y por ello es imposible evitarlo por filtrado y distorsionarán la señal resultante de la mezcla. Para que afecten en la menor medida posible hay que realizar una buena elección de la frecuencia intermedia y conseguir que el conversor posea un nivel adecuado de rechazo a estas mezclas espurias.

- Que una señal interferente f_y entre en el mezclador y genere con f_{OL} un batido de la misma frecuencia intermedia.

$$|n \cdot f_{OL} \pm m \cdot f_y|$$

Aquí la señal interferente puede ser mucho más potente que la señal deseada y por ello esta interferencia puede ser más grave. Se consigue evitarlas mediante la utilización de mezcladores balanceados o doblemente balanceados, o mediante una adecuada elección de la frecuencia intermedia y del filtrado de RF previo al mezclador. El elevado precio de los mezcladores balanceados hace que en la mayoría de los diseños se opte por la opción de elegir adecuadamente las frecuencias combinándolo con filtrado en RF. Si desarrollamos la expresión anterior obtenemos las posibles señales interferentes calculadas a partir de las frecuencias conocidas.

$$f_y = \left| \frac{n}{m} f_{OL} \pm \frac{1}{m} f_{FI} \right|$$

Normalizando esta expresión por f_{OL} se puede obtener una representación en la que se muestran las principales mezclas espurias para cualquier valor de la frecuencia intermedia.

$$\frac{f_y}{f_{OL}} = \left| \frac{n}{m} \pm \frac{1}{m} \frac{f_{FI}}{f_{OL}} \right| \rightarrow y = \left| \frac{n}{m} \pm \frac{1}{m} x \right|$$

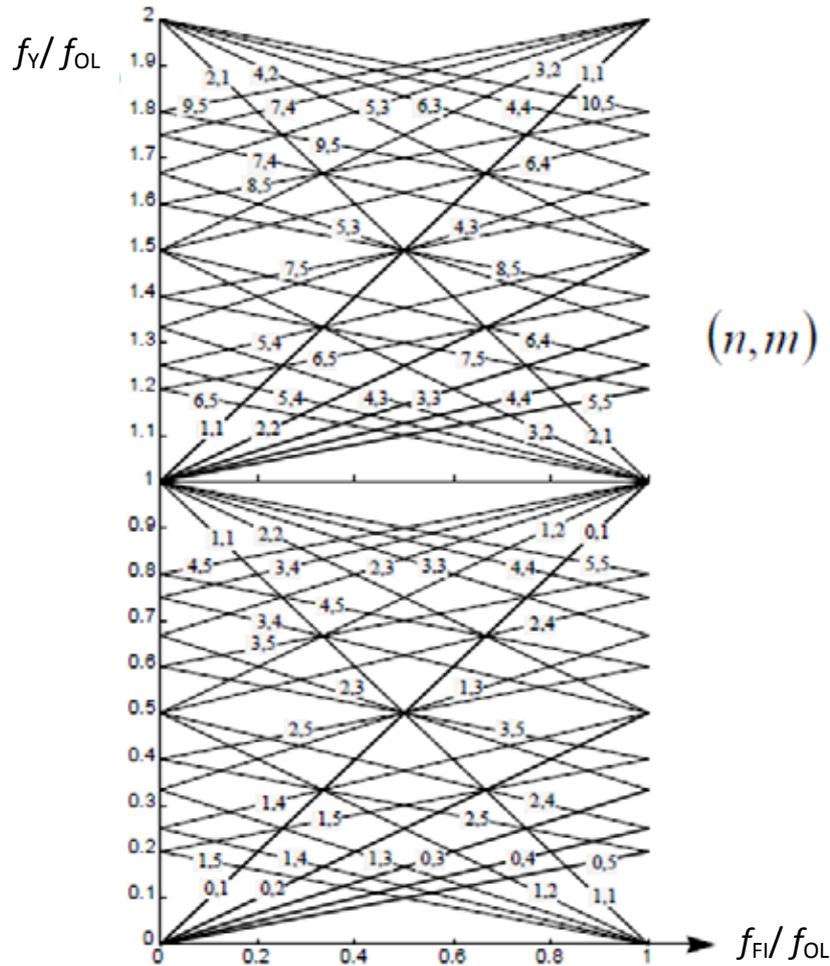


Figura 2-47: Carta de mezclas espurias [1.1]

Esta carta nos ayuda en el diseño del receptor para una adecuada elección de la frecuencia intermedia y del oscilador local para una frecuencia de señal dada. Las componentes más significativas y con mayor peso son las correspondientes a los valores $m = 1$ y $n = 1$. En la carta aparecen 2 señales con estas condiciones. Supongamos el caso en que $f_{RF} > f_{OL}$, obtenemos las siguientes señales con esos coeficientes

a) $f_y = |f_{OL} + f_{FI}| = f_{RF}$

$$b) f_Y = |f_{OL} - f_{FI}| = f_{imagen}$$

La señal a) corresponde a la señal deseada para la recepción y la b) es el reflejo de la señal deseada a una distancia de dos veces la frecuencia intermedia. Si $f_{RF} < f_{OL}$ ocurre lo mismo pero la f_{imagen} estaría por encima de f_{OL} a una distancia $2f_{FI}$ de la señal f_{RF} .

Todas las frecuencias en torno a esta frecuencia imagen, la banda imagen, si no son eliminadas por filtrado, entrarían al mezclador y caerían en la banda de FI afectando mucho a la calidad de la señal ya que tiene los mismos coeficientes que la señal de RF ($m = 1$ y $n = 1$).

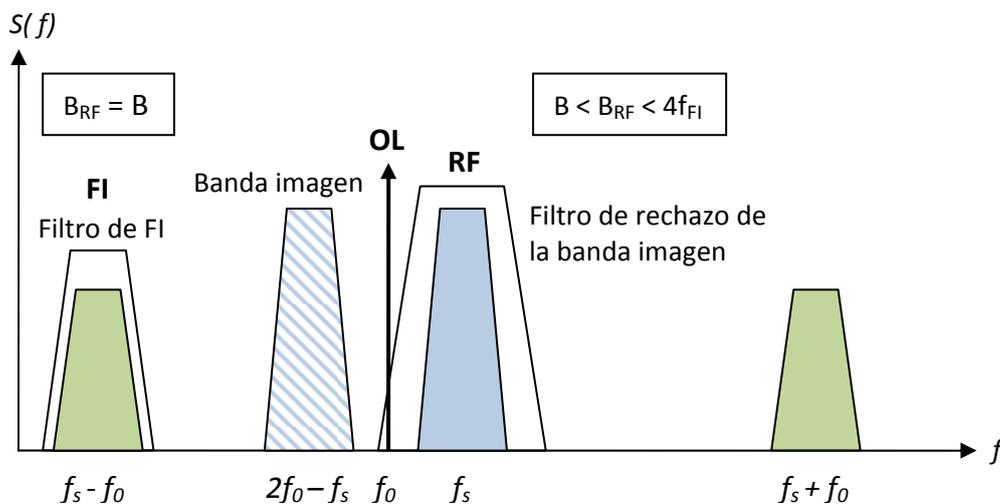


Figura 2-48: Esquema del proceso de conversión

Es en este punto es donde el filtro de RF adquiere vital importancia. Por supuesto, si las interferencias caen en la banda de la señal, no se puede hacer nada porque esa es la banda que queremos. Por lo tanto podemos intuir que el filtro no tiene por qué ser excesivamente restrictivo, pero tiene que ser lo suficientemente restrictiva como para cancelar la banda imagen. Hay que tener en cuenta que a frecuencias altas los filtros no pueden ser demasiado selectivos. Recordemos que esa es la principal razón por la que se realiza todo el proceso de conversión de frecuencias. [1.1]

2.12.3. El filtro de RF

[1.1] Su posición en la cadena de recepción suele ser justo antes del mezclador. Como antes se menciona, es el encargado de atenuar el mayor número de interferencias posibles y sobre todo la más importante, la banda imagen.

Su frecuencia central suele coincidir con la frecuencia central de la portadora de la señal. La banda de paso tiene que ser mayor que el ancho de banda de la señal, como es lógico, y menor que cuatro veces la frecuencia intermedia, que es el límite con la banda imagen.

Su misión principal es la eliminación de la banda imagen, luego cuanto menos se acerque a ésta, mejor será el rendimiento. Se puede apreciar este hecho en la Figura 2-48.

No es necesario que el filtro sea excesivamente restrictivo, como es el caso del filtro de FI. Combinando este factor con la variabilidad de elección del ancho de la banda de paso, hace que el diseño de este filtro sea relativamente sencillo y por ende barato. En diseños especiales que utilicen un mezclador balanceado no son necesarios dado que éstos son capaces de rechazar la banda imagen como se vio en 2.12.2.

2.12.4. El filtro de FI

[1.1] Este filtro se sitúa tras la conversión de frecuencias en la etapa de FI. El mezclador le entrega el resultado de la conversión de frecuencias que está compuesta principalmente por las señales de frecuencias $f_{RF} + f_{OL}$, $f_{RF} - f_{OL}$ y sus posibles interferencias y productos de intermodulación. Estas dos señales contienen la misma modulación de amplitud y fase que la señal de RF, son dos réplicas.

Normalmente en los receptores superheterodinos, la frecuencia intermedia seleccionada suele ser más baja que la de la señal de RF. El empleo de una FI más baja y constante, permite un mejor filtrado, pudiendo utilizar filtros más complejos y selectivos. Por lo tanto el filtro rechazará la señal de frecuencia $f_{RF} + f_{OL}$ y seleccionará la de frecuencia $f_{RF} - f_{OL}$. (Figura 2-48)

A pesar de haber un filtrado previo en RF para poder eliminar la banda imagen y el mayor número de interferencias posibles, el mezclador realiza la conversión de frecuencias gracias a un dispositivo no lineal. Como ya se ha mencionado (2.12.2), la utilización de estos dispositivos provoca que a la salida aparezcan productos de intermodulación y mezclas espurias además de las mezclas principales.

El filtro de FI tiene que conseguir seleccionar la banda que se desea recibir eliminando el mayor número de interferencias posibles. El ancho de banda se deberá ajustar lo máximo

posible al ancho de banda de la señal. Su selectividad tiene que ser por ello muy alta, ya que es así como podrá aislar lo mejor posible la señal que se le entregará al demodulador de las demás señales interferentes.

Es posible que tras todo este proceso, sigan colándose en la banda de FI señales indeseadas que distorsionen nuestra señal. El mezclador genera infinitos productos de intermodulación y este hecho es inevitable, pero si conseguimos que los que pasen sean los productos de mayor orden, y por ello los de menor potencia, nos afectarán en la menor cantidad posible. Una correcta elección de la FI a utilizar hará que nuestro diseño del receptor sea mucho más eficiente y robusto frente a señales indeseadas.

2.12.5. Elección de las frecuencias del sistema

[1.1] A la hora de diseñar un receptor superheterodino, tan importante es la elección de los componentes, como la de las frecuencias a utilizar. De hecho una depende de la otra. En ocasiones algunas frecuencias vendrán impuestas por otros sistemas o normas, en otras serán los dispositivos a utilizar los que generan las limitaciones. Las frecuencias de RF suelen tener menos margen debido a que es la frecuencia impuesta por el sistema de telecomunicaciones entero, sin embargo como existe una conversión de frecuencias es ahí donde siempre suele quedar un margen disponible para la elección de la frecuencia intermedia a la que convertir, entre las que deberemos escoger la frecuencia óptima para obtener el mayor rendimiento posible.

Las señales que pueden afectar a nuestro sistema interfiriendo en la banda de FI pueden tener varios orígenes:

- **Internas:** Los mezcladores, además de generar armónicos de las señales RF y OL, generan infinitos tonos del tipo $|nf_{OL} \pm mf_{RF}|$. Por ello podríamos catalogar estas posibles interferencias como “internas” o “conocidas” ya que éstas pueden predecirse y por tanto la gran mayoría de estas interferencias serán evitables.
- **Externas:** En contraposición a las internas, es posible que otras frecuencias “externas” o “desconocidas” puedan interferir con el sistema. Un ejemplo de estas frecuencias sería la banda imagen (Figura 2-48) situada simétricamente de RF con respecto a la frecuencia del OL. Estas frecuencias hemos visto que son evitables gracias al filtro de RF que se encarga seleccionar sólo la banda que deseamos. Puede darse el caso que justo en la banda de RF escogida exista un sistema externo desconocido o señales diversas que funcionen a esas frecuencias y puedan interferir a lo largo del sistema ya

que no se estarían filtrando por el filtro de RF. En estos casos no hay manera de librarse de ellas y serían frecuencias interferentes inevitables.

Nunca puede existir el sistema perfecto exento de interferencias, pero estableciendo un buen criterio a la hora de elegir la FI, es posible reducir las probabilidades de sufrirlas y por ello obtendremos un sistema de comunicaciones mucho más eficiente y robusto.

Anteriormente se presentó una carta de productos interferentes posibles generados por la conversión (Figura 2-47). Gracias a ella se puede elegir una FI de modo que la banda de sintonía presente el menor número de mezclas espurias de bajo orden ($m + n < 5$).

A continuación se enumeran las restricciones a cumplir para la elección de la FI óptima. Se estudiará simultáneamente para el caso particular de este proyecto.

1. FI no debe coincidir con RF

La FI tiene que ser menor que la mínima frecuencia de la señal de RF si la conversión es hacia abajo o mayor que la máxima frecuencia de RF si la conversión es hacia arriba:

$$f_{FI} < f_{RF,min} \quad \text{o} \quad f_{FI} > f_{RF,max}$$

Para nuestro caso particular dado que $f_{RF} = 1.7GHz$ y la banda de la señal que estamos dejando pasar tras el filtro de RF es de 30MHz centrada en f_{RF} . Luego:

$$f_{FI} < f_{RF,min} = 1700 \text{ MHz} - 15 \text{ MHz} = 1685 \text{ MHz}$$

$$f_{FI} > f_{RF,max} = 1700 \text{ MHz} + 15 \text{ MHz} = 1715 \text{ MHz}$$

2. FI no debe coincidir con OL

A simple vista puede parecer complicado o improbable que se dé este caso, y de hecho es fácil pensar que aún así no afecte. Este caso se dará si hacemos coincidir el OL con la mitad de alguna de las frecuencias de la banda de RF. Si además en ese caso elegimos la mezcla inferior ($f_{RF} - f_{OL}$) provocaría que la banda de FI apareciese superpuesta en torno al tono del OL.

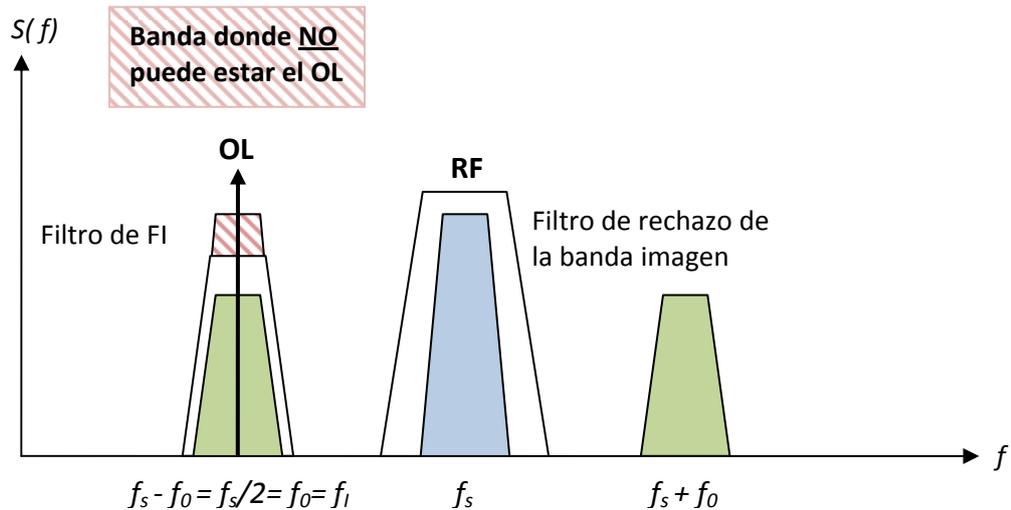


Figura 2-49: Situación FI = OL = RF/2

Si el mezclador fuese ideal, esto no tendría por qué ser un problema, ya que el tono del OL no tendría que aparecer a la salida en la mezcla a pesar de ser frecuencias parecidas, ya que son puertas diferentes. Pero si el mezclador no tiene un buen aislamiento (2.12.1.1), puede introducir señales procedentes del oscilador en la salida. Como la banda de FI coincide en este caso con la frecuencia de OL, estaría afectando. Si la banda de FI no coincide con OL no importa que el aislamiento del mezclador no sea perfecto ya que el tono del OL aparecería fuera de la banda de FI y sería descartado por el filtro de FI.

Si hemos elegido un OL superior a RF este caso jamás se podrá dar.

La condición que se obtiene de todo lo anterior es:

$$\text{Si } f_{OL} < f_{RF} \text{ y si } f_{FI} < f_{RF} \Rightarrow f_{FI} < \frac{f_{RF, \min}}{2}$$

Para nuestro caso particular quedaría esta segunda condición:

$$f_{FI} < \frac{(1700 - 30/2) \text{ MHz}}{2} = 835 \text{ MHz}$$

3. La relación entre el valor de la FI y el ancho de banda de la señal no debe ser muy grande

De este modo se evita que las especificaciones del filtro de FI sean muy rigurosas. Es relativamente sencillo conseguir filtros con una anchura de banda relativa superior al 1%,

por lo que la FI debe ser inferior a cien veces el ancho de banda final de la señal (B_i). Como límite inferior se tomará que la FI sea al menos 2 veces B_i para utilizar filtros menos complejos. En cualquier caso si se dispone de un filtro más estrecho para una aplicación dada, será éste el que defina la FI en este aspecto.

La condición que se obtiene es:

$$2 < \frac{f_i}{B_i} < 100$$

La señal que nuestro sistema le va a entregar al demodulador tiene un ancho de banda de 3,5 MHz, siendo la relación requerida $\rightarrow 7 \text{ MHz} < f_i < 350 \text{ MHz}$

4. Posibilitar el rechazo de las frecuencias interferentes

El filtro de RF tiene como misión rechazar todas las posibles señales que puedan producir mezclas en la banda de FI. Entre estas frecuencias es especialmente importante la frecuencia imagen ($f_y = f_{RF} \pm 2f_{FI}$). Por lo tanto, cuanto menor sea la FI, más difícil será rechazar la banda imagen, ya que estará más próxima a la señal deseada. El ancho de banda del filtro de RF se selecciona en función del nivel de rechazo de la banda imagen, nivel admitido de pérdidas y tipo de componentes utilizados en su construcción. Para que su diseño sea razonable se puede adoptar un límite en la elección de la FI que aproximadamente viene dado por la siguiente expresión:

$$\frac{f_{RF}}{f_i} < 100$$

Luego para nuestro caso nos quedaría:

$$\frac{1700}{100} < f_i \Rightarrow 17 \text{ MHz} < f_i$$

5. La frecuencia intermedia es conveniente que coincida con uno de los valores normalizados

Al utilizar valores estandarizados, es más fácil encontrar componentes de menor coste y de mayor protección, ya que las bandas normalizadas de FI están protegidas y no existen emisiones de RF en ellas.

Estas son algunas de las frecuencias estándar:

- 455 kHz : corresponde al valor normalizado de FI para receptores de radiodifusión de Onda Media (AM), para señales de RF en la banda de 540 a 1650 kHz

- 1.75 MHz: utilizada como FI en transmisores y receptores de “Banda Lateral Única” (BLU) o en inglés “Single Side Band” (SSB).
- 10.7 MHz: se utiliza como FI en receptores de radiodifusión FM en la banda de 80 a 108 MHz.
- 38.9 MHz: valor normalizado de FI para el canal de la imagen en receptores de TV.
- 70 MHz : valor normalizado para receptores en la banda de UHF
- 100 MHz: muy utilizado como FI en receptores de microondas.
- 140, 190, 380 MHz: FI de receptores de UHF y microondas para sistemas de banda ancha.
- 960 a 1300 MHz: utilizada como primera FI en sistemas de microondas que realizan doble conversión.

Finalmente la FI escogida fue $f_{FI}=27.5$ MHz. Esta frecuencia sólo incumple la última de las 5 condiciones anteriores. Es decir, no es una frecuencia estándar, pero esa condición principalmente facilita la búsqueda de filtros de FI. En nuestro caso fue elegida teniendo en cuenta la disponibilidad de filtros SAW que hay en el mercado y la frecuencia que admite el conversor analógico-digital al que se le va a entregar la señal tras todo el proceso. A éste le conviene que la frecuencia sea lo más baja posible para su mejor muestreo y funcionamiento global.

3. Diseño y Desarrollo

3.1. Análisis del receptor

El objetivo de este proyecto es construir un receptor que conste de 16 canales de recepción para detectar con la antena GEODA las señales HRPT en banda L proveniente de los satélites de órbita polar de baja altura. Todos ellos deberán ir ensamblados en cajones estándar de rack de 19" para en un futuro adaptar esta etapa del receptor junto con las demás etapas apiladas dentro de un RACK. (Figura 1-8).

De los 60 paneles que integran la antena de momento se estaban realizando pruebas con uno que está completamente terminado. Como cada uno de estos paneles es un array formado por 15 subarrays, se utilizó este panel a modo de simulación a menor escala de lo que sería la antena global. Por lo tanto ahora se empleará para las pruebas un canal de recepción para cada subarray en lugar de un canal para cada panel (Figura 2-34). Esta es la razón de que se solicitasen 16 canales, dejando así un canal de reserva.

En la Figura 3-1 se muestra el esquema de bloques que seguirá cada uno de los canales de recepción que se van a ensamblar, conectar y fabricar.

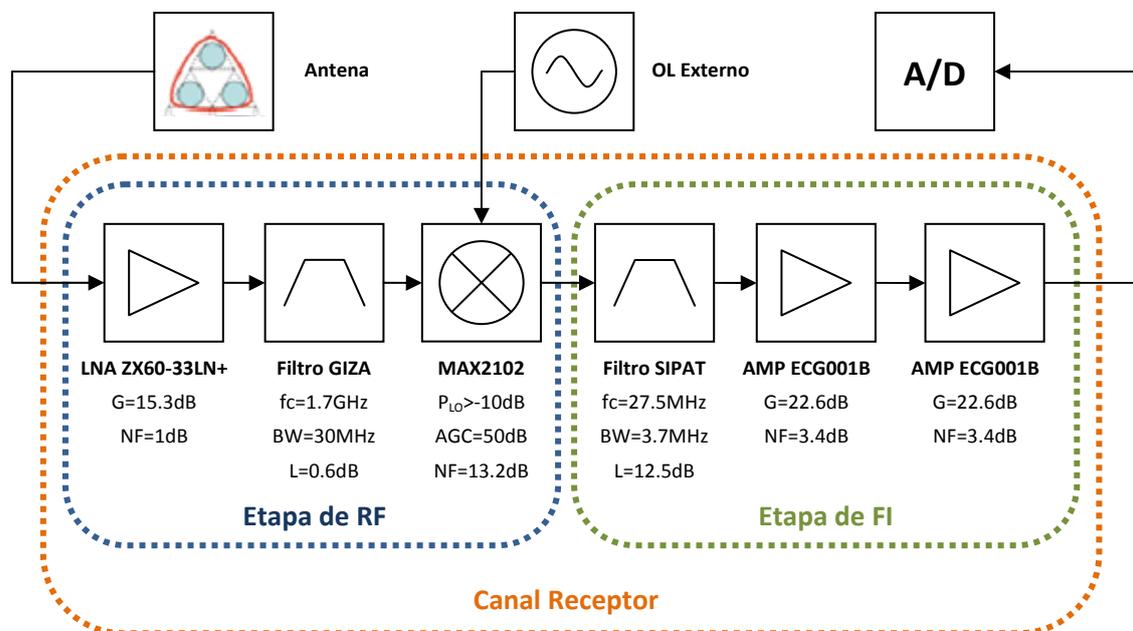


Figura 3-1: Esquema de bloques del receptor unitario

El modelo del receptor estará basado en el del receptor superheterodino [2.11.2] con una sola conversión de frecuencia. Este receptor se empleará para comunicaciones con varios satélites meteorológicos de baja órbita como son los NOAA y el MetOp. Las frecuencias centrales de los satélites se encuentran distribuidas en torno a los 1.7GHz como vimos en la Tabla 5. Por ello la caracterización del receptor se realizará utilizando la frecuencia RF centrada en 1.7GHz.

Al estar distribuidas las señales de los satélites próximas a esta frecuencia, se escogió un filtro de RF con una banda de 30MHz para poder sintonizar el receptor en función del satélite que queramos detectar. Para ello habrá que ajustar la frecuencia del oscilador local para sintonizar el receptor y que la conversión que se realice caiga siempre en la frecuencia intermedia que es fija (27.5MHz).

Supongamos que se quiere detectar la señal del satélite MetOp cuya frecuencia central es de 1707MHz. Bien pues para poder obtener una copia de esta señal en nuestra frecuencia intermedia, habrá que sintonizar el oscilador local a una distancia de 27.5MHz de la señal deseada, ya sea por encima o por debajo. Supongamos que decidimos sintonizar el OL por debajo, su frecuencia sería $f_{OL} = f_{RF} - f_{FI} = 1707MHz - 27.5MHz = 1679.5MHz$. De esta manera obtendríamos por el proceso de conversión una copia de la señal HRPT en 27.5MHz y otra en 3385.5MHz. En el proceso de conversión se generan ciertas pérdidas de conversión y si el mezclador lleva un amplificador incorporado, como es nuestro caso, también se amplificará. Esto significa que la señal observada en FI no tiene por qué coincidir en amplitud con la detectada en RF. Ya en FI se podrá filtrar nuevamente para eliminar ruido y productos de intermodulación, para posteriormente presentársela al conversos A/D.

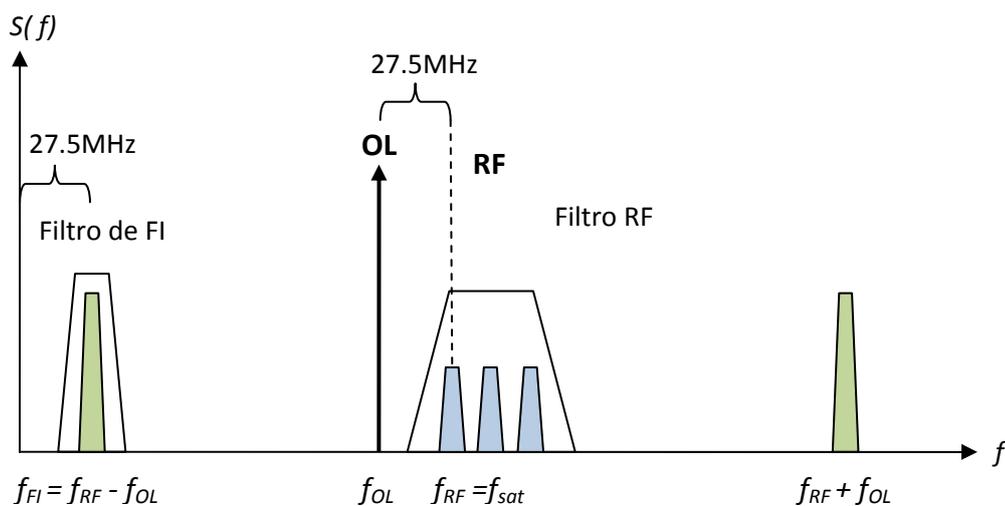


Figura 3-2: Sintonización de los Satélites

Se distinguen por ello las etapas de RF con un filtro de RF cuya frecuencia central es $f_{RF} = 1.7 \text{ GHz}$ y una etapa de frecuencia intermedia con un filtro centrado en $f_{FI} = 27.5 \text{ MHz}$. La etapa de RF se encargará como hemos visto de amplificar la señal, filtrar la banda de recepción de los distintos satélites y de la conversión de frecuencia. La señal del oscilador local irá conectada a esta etapa en un terminal común y se repartirá a todos los receptores internamente.

La etapa de FI en cambio alojará los filtros de selección de la señal HRPT con un ancho de banda de unos 3.5MHz y los amplificadores de FI que amplificarán la señal para acondicionarla lo máximo posible al demodulador.

Como los componentes de las etapas de FI son mucho menos voluminosos que los de RF, se pudieron integrar las 16 etapas en un solo cajón. De este modo la configuración sería la siguiente dividida en 3 cajones:

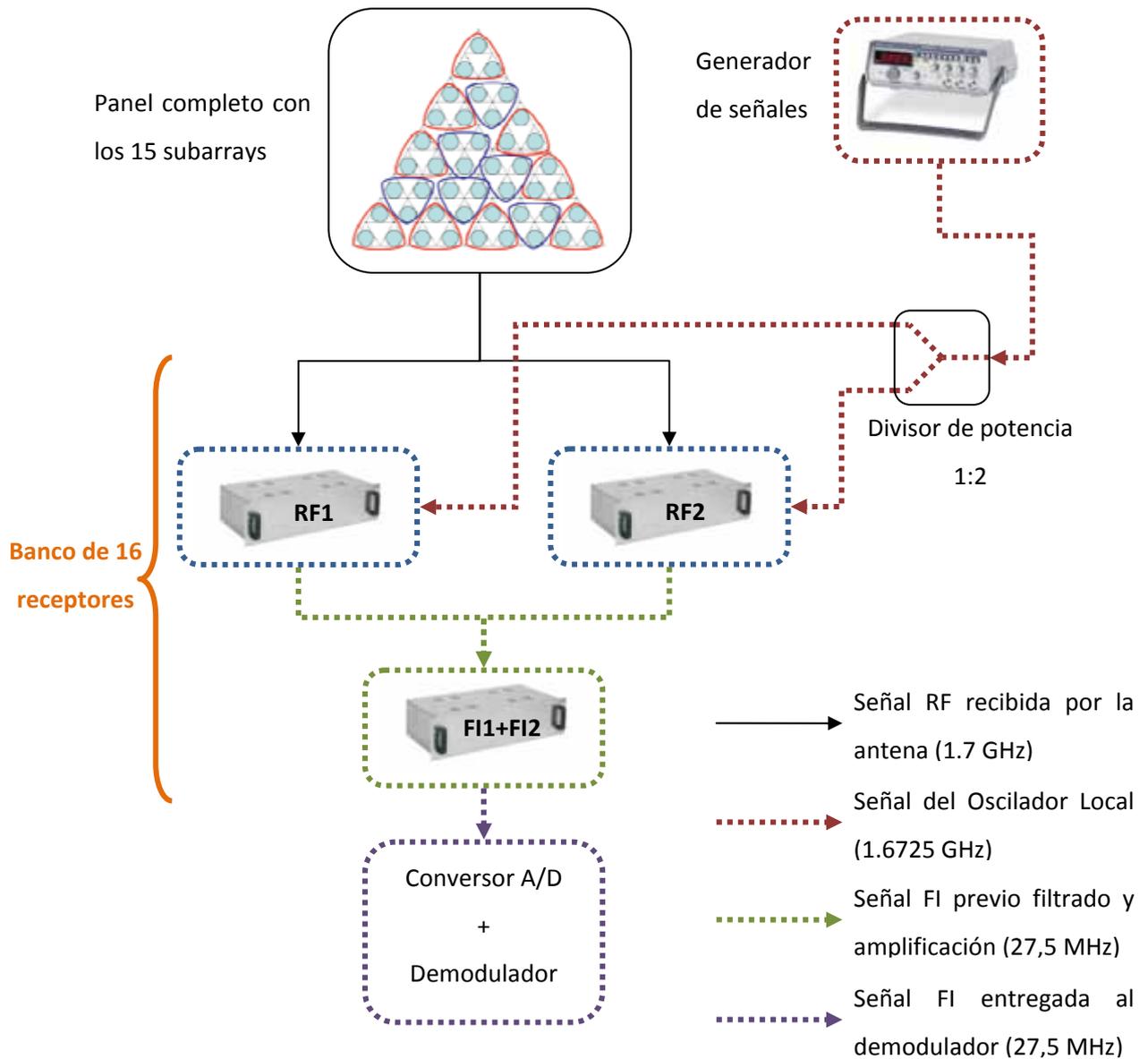


Figura 3-3: Esquema global del receptor

Cuando la antena esté al completo, habrá 60 receptores en lugar de 16. Cada panel llevará su canal de recepción asociado. A continuación se detallará toda la información correspondiente a cada una de las etapas del receptor.

3.2. Etapa de RF

Como se ha explicado anteriormente, esta etapa está compuesta por dos módulos que integran 8 canales de recepción cada uno. Realmente está compuesta no solo por todos los dispositivos de RF (LNA y Filtro de rechazo de la banda Imagen), sino también del circuito encargado de realizar la conversión de frecuencia. Para entender el funcionamiento del conjunto, primero se describirán todos los conectores externos y posteriormente se analizará componente a componente como se va realizando la recepción de la señal siguiendo el flujo que llevaría la señal desde que entra hasta que sale.

Todas las caracterizaciones y medidas se han realizado con el equipamiento de la UAM que se detalla en el apartado 7.2

3.2.1. Panel posterior

La interfaz de entrada a la que se conecta la antena es un conector de tipo SMA hembra. Se aprecian los 8 conectores etiquetados con el número de canal de recepción al que corresponden. Este conector es directamente la entrada del primer elemento de la cadena de recepción (Figura 3-1), el amplificador de bajo ruido o *Low Noise Amplifier - LNA* que se describirá más adelante en el apartado 3.2.4.

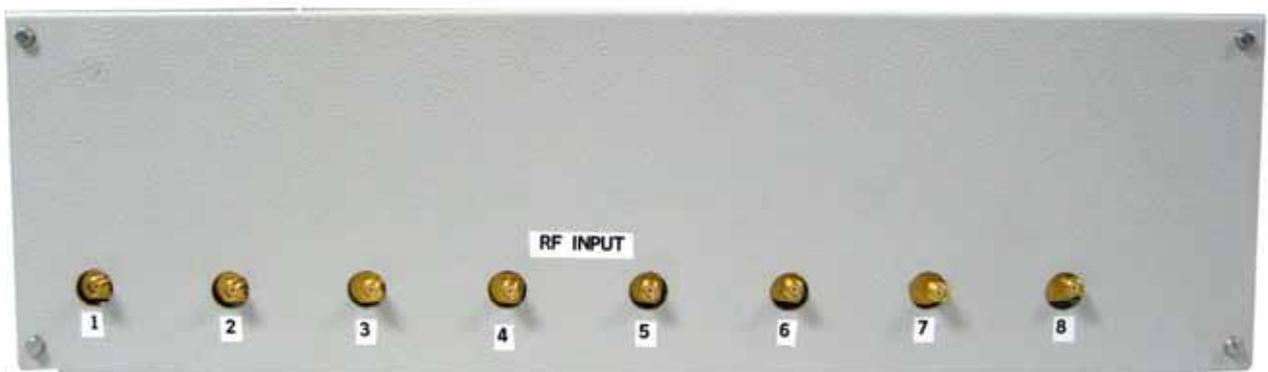


Figura 3-4: Panel Posterior Cajón RF

3.2.2. Panel Frontal

En la Figura 3-5 se muestra el panel frontal de uno de los cajones de RF. En ella se distinguen distintos tipos de conectores y de entradas y salidas etiquetadas.



Figura 3-5: Panel Frontal del Cajón RF

En el centro del panel y en color rojo y negro se encuentran los conectores de alimentación de tipo “banana” hembra. Están etiquetados con los siguientes rótulos:

- AGC (0.5V – 4V): Tensión máxima que le será entregada al control automático de ganancia del mezclador.
- LNA (5V): Alimentación de los amplificadores de bajo ruido (LNA). Su consumo total es de unos 560mA.
- VCC (5V, 1.3A): Tensión de alimentación de los circuitos mezcladores MAX2102. A pesar de compartir la misma tensión de alimentación que los LNA, se decidió separar ambas líneas de alimentación debido al gran consumo de corriente eléctrica que tienen estos circuitos.
- GND: es la tierra, común a todos los dispositivos.

También en el centro, pero en la parte inferior, se encuentra un conector SMA etiquetado con “LO”. Es la entrada de oscilador local que usarán los circuitos para realizar la conversión. Esta señal se distribuye a los ocho circuitos conversores MAX2102 gracias a un divisor de potencia Wilkinson que replica la señal ocho veces. Éste se detallará en la sección 3.2.7

Los 16 conectores tipo BNC hembra corresponden a las salidas de los circuitos mezcladores MAX2102. Los conectores están organizados en dos filas (I y Q) y en ocho columnas numeradas del 8 al 1, correspondiéndose el número al canal de la Figura 3-4. El motivo por el que aparecen las salidas I y Q es porque el mezclador está preparado para demodular señales con

una modulación en fase y cuadratura como pueda ser BPSK y directamente presentarlas en banda base. Pero este no es el caso que nos concierne en el proyecto. Se eligió este circuito por su alta ganancia combinada con la función de conversor de frecuencias. Se detalla su información en la sección 3.2.6.

Debajo de cada canal se encuentra un potenciómetro de mando rotatorio. Este potenciómetro controla el voltaje que le será aplicado al circuito mezclador en sus terminales del control automático de ganancia por tensión. El funcionamiento del potenciómetro es simple (Figura 3-6). Cuando éste se encuentre completamente girado en sentido anti horario, se hallará en su voltaje mínimo, es decir 0V. Por el contrario cuando esté girado al máximo en el sentido opuesto, horario, la tensión que estará aplicando será la máxima, que corresponde a la tensión aplicada en el panel frontal en el terminal AGC. Su comportamiento entre estos dos puntos es idealmente lineal y en la práctica también lo es aunque pueda haber ligerísimas variaciones.

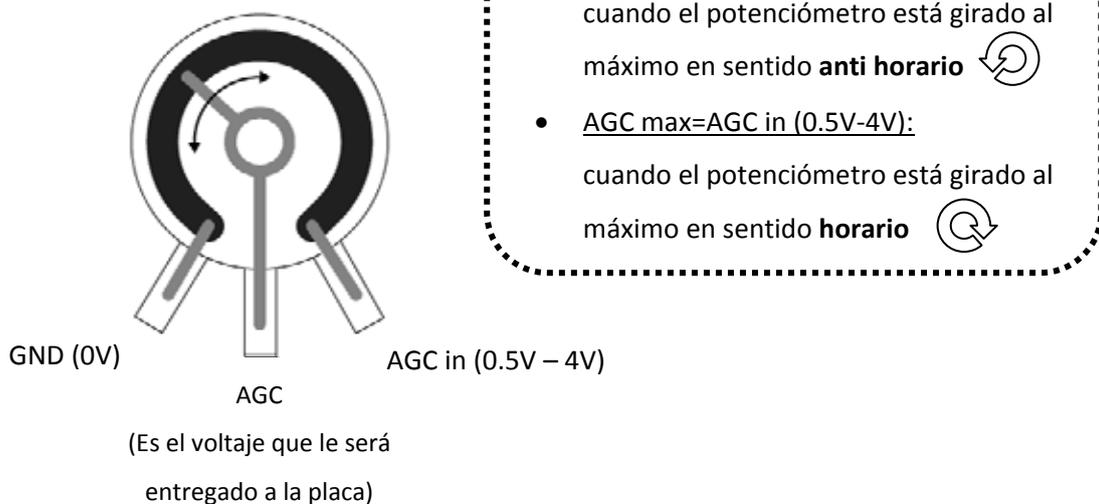


Figura 3-6: Potenciómetros que regulan el voltaje aplicado en cada canal para el AGC

3.2.3. Vista superior de los Cajones de RF

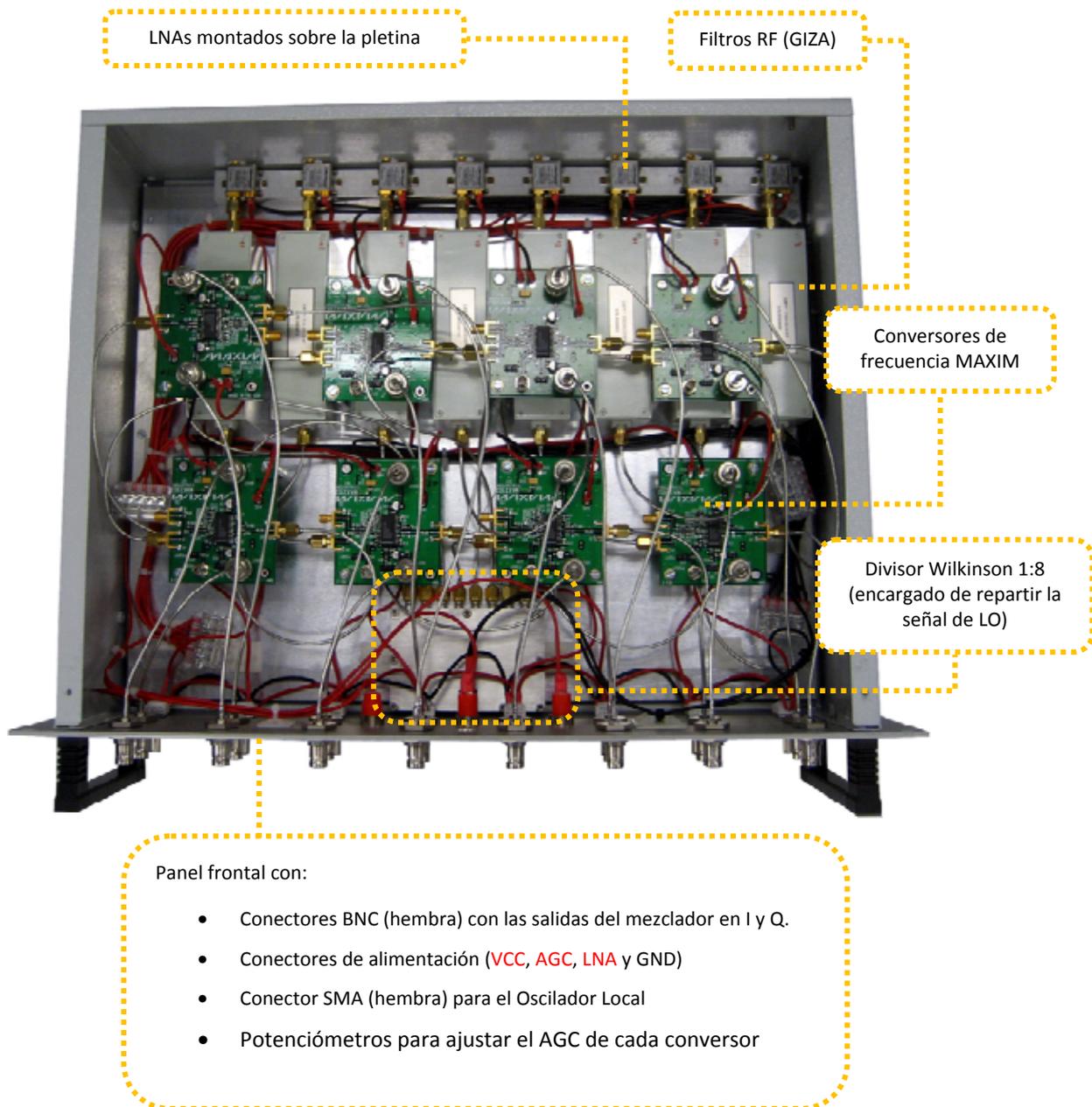


Figura 3-7: Vista superior del Cajón de RF

3.2.4. LNA

¿Por qué un LNA? Un LNA es un amplificador utilizado para amplificar señales muy débiles, como en este caso las que llegan desde un satélite, y su característica principal es que tiene un factor de ruido muy pequeño [1.67]. El factor de ruido se define como la relación entre la potencia de ruido que hay realmente a la salida del cuadripolo y la que habría si el cuadripolo no generase ruido. Se puede calcular con la siguiente fórmula:

$$f = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$$

La figura de ruido [1.68] no es otra cosa que el factor de ruido representado en decibelios, es decir la diferencia en decibelios entre la SNR_{in} (dB) y la SNR_{out} (dB)

$$NF(\text{dB}) = 10 \log(f) = 10 \log\left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}\right) = SNR_{in}(\text{dB}) - SNR_{out}(\text{dB})$$

Los LNA son dispositivos muy utilizados en receptores y siempre suele ser el primer elemento de la cadena de recepción. La explicación a esto se puede obtener gracias a la Formula de Friis [1.69], la cual se utiliza para calcular el factor de ruido de una cadena de n cuadripolos lineales en cascada.

$$f_{\text{total}} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{f_n - 1}{g_1 g_2 \dots g_{n-1}}$$

F_n y G_n son respectivamente el factor de ruido y la ganancia de la etapa n .

Se aprecia que en una cadena amplificadora, las sucesivas contribuciones al ruido total quedan divididas por la ganancia de las etapas precedentes y por ello el primer elemento es el que tiene mayor importancia y en nuestro caso el que marca aproximadamente el ruido total de la cadena. Así lo muestra la siguiente fórmula que no es más que la fórmula de Friis simplificada.

$$f_{\text{receptor}} = f_{\text{LNA}} + \frac{f_{\text{resto}} - 1}{g_{\text{LNA}}}$$

El LNA elegido es el modelo "ZX60-33LN+" de la empresa Mini-Circuits. Es un amplificador de banda ancha siendo su rango de frecuencias en las que puede operar desde los 50MHz hasta los 3GHz.



Figura 3-8: LNA ZX60-33LN+[7.4.1]

A 1.7GHz tiene una figura de ruido en torno a 1dB – 1.2dB si observamos los datos del fabricante. Ofrece dos posibles tensiones de alimentación: 3V y 5V. Se ha escogido alimentarlo

con 5V por sencillez a la hora de tener unanimidad de tensiones de alimentación de los distintos dispositivos activos, como por ejemplo el mezclador. Como observación apreciable que destaque en su hoja de datos, en comparación a alimentarlo con 3V, es que tiene una mayor directividad si lo alimentamos con 5V. En el resto de aspectos apenas hay una diferencia muy notoria.

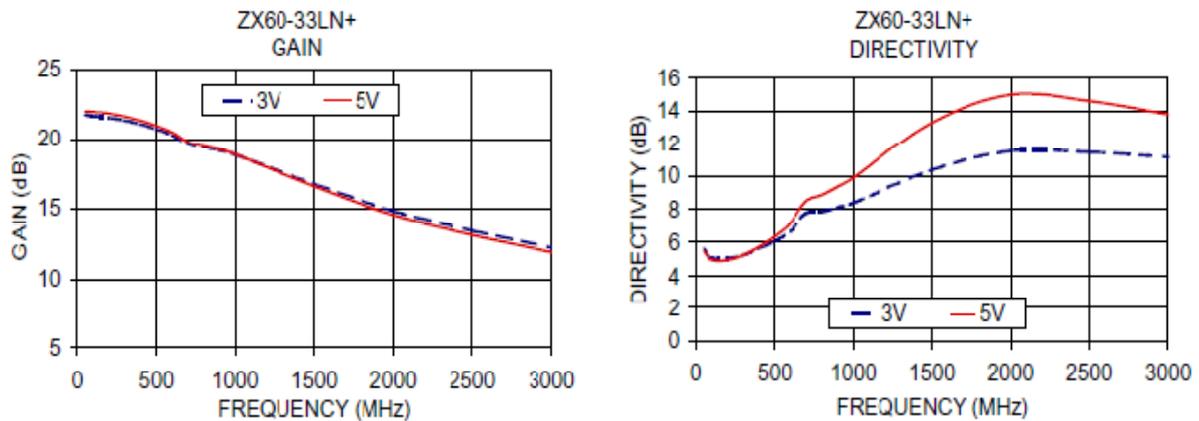


Figura 3-9: Ganancia vs Frecuencia y Directividad VS Frecuencia (3V y 5V) [7.4.1]

Un amplificador ideal es un dispositivo que tiene ganancia en una dirección (S_{21} = ganancia), pero tiene perfecto aislamiento en la dirección opuesta (S_{12}). Conseguir el amplificador perfecto es imposible. La directividad de un amplificador, término acuñado por minicircuits para clasificar sus amplificadores, se define como la inversa del producto de las magnitudes lineales de S_{21} y S_{12} , que expresado en decibelios queda:

$$\text{Directividad} = -S_{21} \text{ (dB)} - S_{12} \text{ (dB)}$$

Cuanto mayor sea este valor, mejor se comportará el amplificador.

A la frecuencia a la que trabajamos (1.7GHz) su ganancia debería ser de unos 15.5dB-16dB, como muestran las gráficas de la hoja de datos del fabricante. No acepta potencias de entrada mayores que 13dBm debido a que se satura. Al ser el LNA el primer elemento de la cadena de recepción, las señales que recibirá a su entrada serán mucho menores que 13dBm como vimos en el apartado del balance del enlace [2.7.2], es decir que no hay riesgo de saturarlo. A continuación se adjuntan las gráficas de medida del dispositivo obtenidas al caracterizar el LNA.

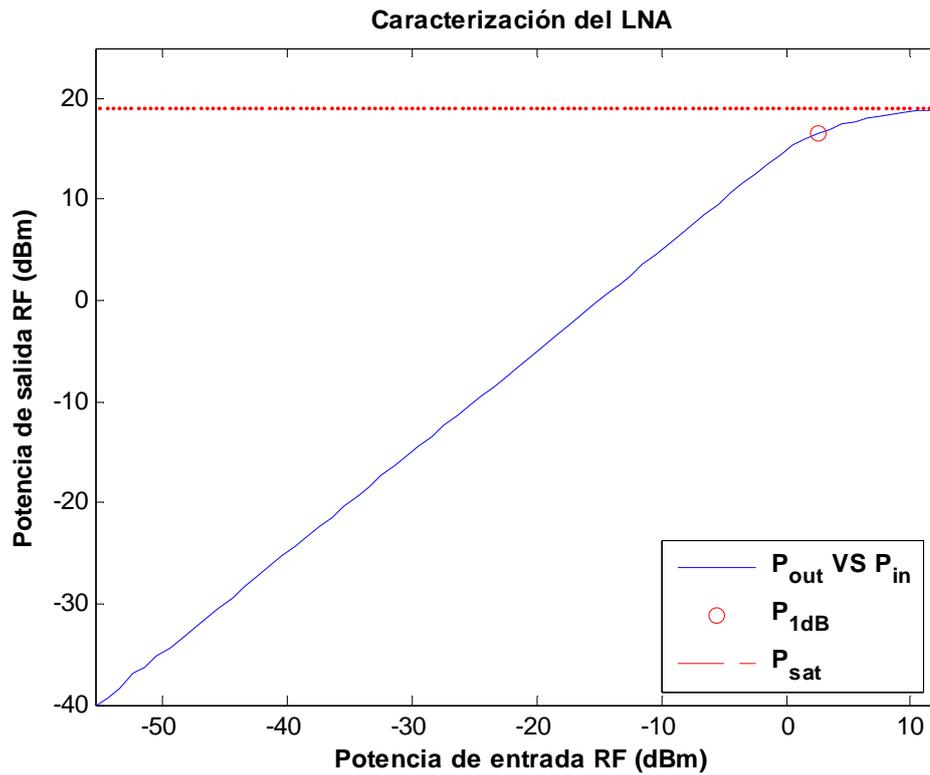


Figura 3-10: Caracterización de la potencia de salida del LNA1 frente a la potencia de entrada (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

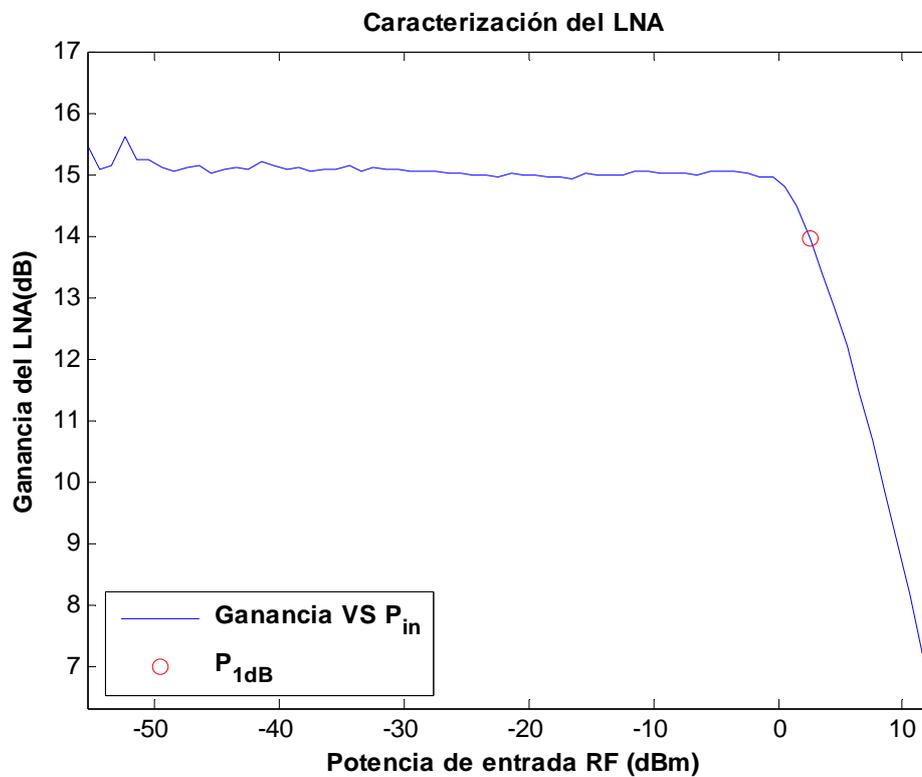


Figura 3-11: Caracterización de la Ganancia del LNA1 frente a la potencia de entrada (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

Se aprecia que tiene un comportamiento lineal y el valor de la ganancia es de alrededor de 15dB para un rango de potencia de entrada de -55dBm a -3dBm. Su P_{1dB} está en torno a 3dBm de potencia de entrada. Ambos conectores de entrada y salida son de tipo SMA hembra. La alimentación va conectada al panel frontal del banco completo y esta etiquetado como “LNAs (5V)”.

También se realizó una caracterización en frecuencia con el analizador de redes. La Figura 3-12 muestra el comportamiento en banda del LNA en ganancia, $S(2,1)$, y de sus reflexiones en los puertos de entrada. Se alimentó el LNA con una señal de entrada cuya potencia era de $P_{in}=-20dBm$, de tal manera que el comportamiento medido fuese en su régimen lineal. La ganancia que nos muestra concuerda con la obtenida en las caracterizaciones y con las hojas de datos.

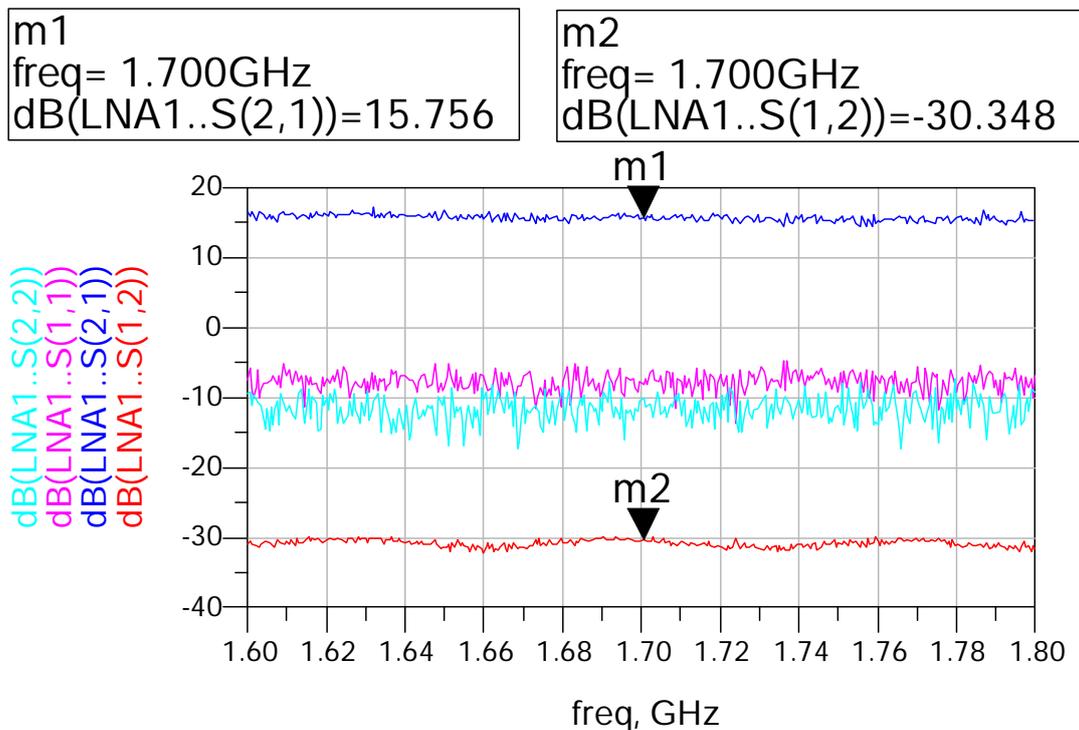


Figura 3-12: Caracterización en frecuencia del LNA

Con los datos obtenidos de la Figura 3-12 podemos corroborar las medidas anteriores y además apreciamos que tiene un aislamiento, $S(1,2)$, de unos -30dB. Con lo que obtenemos una directividad a 1700mHZ de:

$$\text{Directividad} = -S(2,1) - S(1,2) = -15.746 \text{ dB} + 30,348 \text{ dB} = 14.602 \text{ dB}$$

El dato concuerda con las gráficas del fabricante.

Las gráficas anteriores corresponden al LNA que tiene instalado el canal 1 del Cajón RF I (LNA1). Para comparar y comprobar el funcionamiento del resto de amplificadores, se muestran a continuación sus gráficas unidas. El LNA8 se estropeó y no se muestra su gráfica.

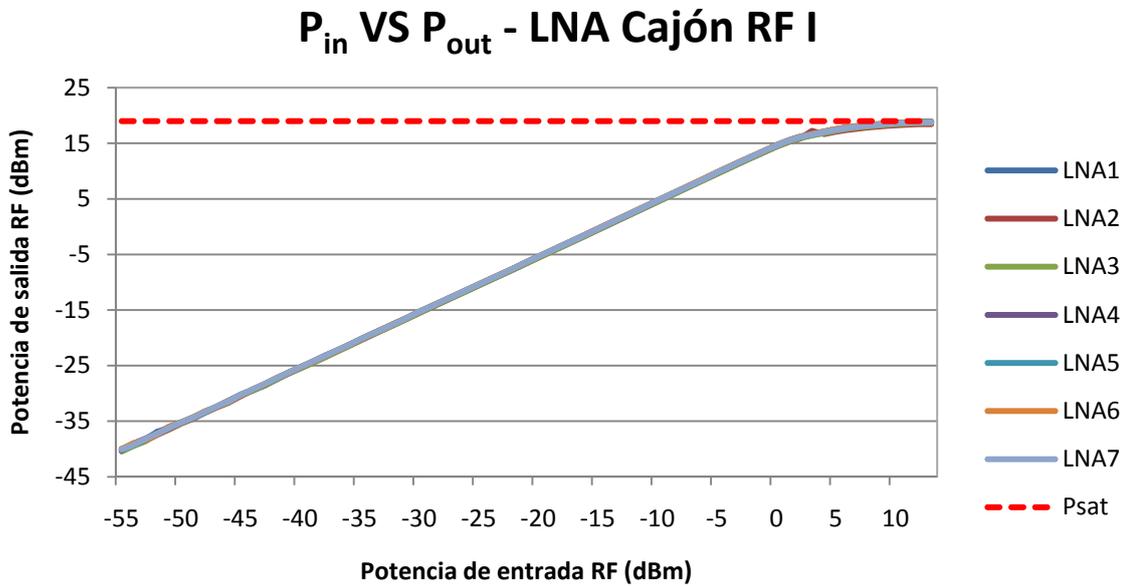


Figura 3-13: Caracterización de la potencia de salida de los LNA del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

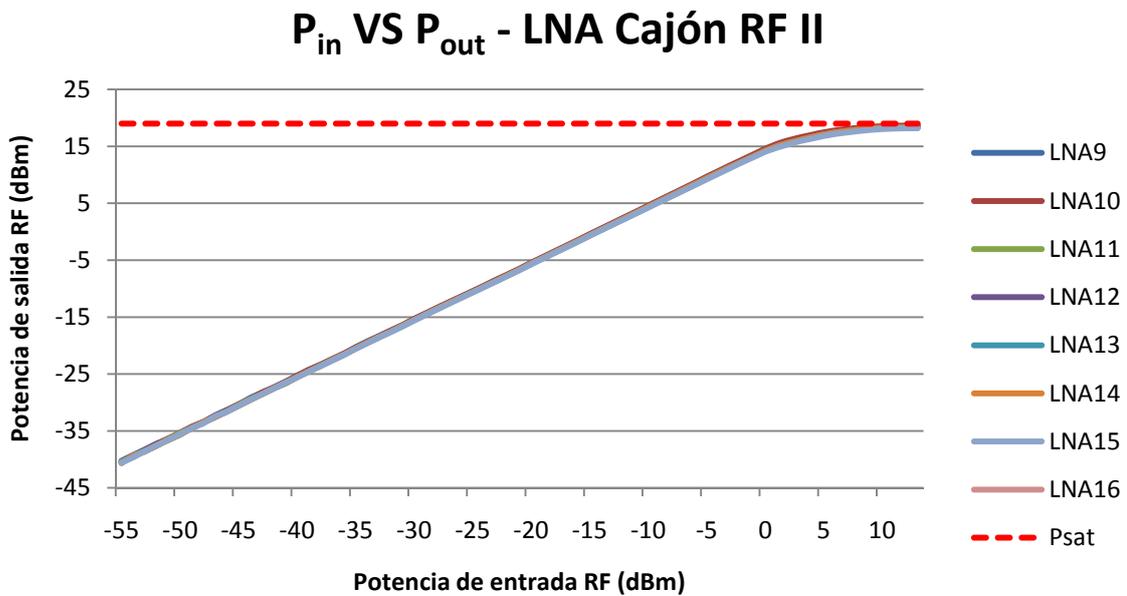


Figura 3-14: Caracterización de la potencia de salida de los LNA del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

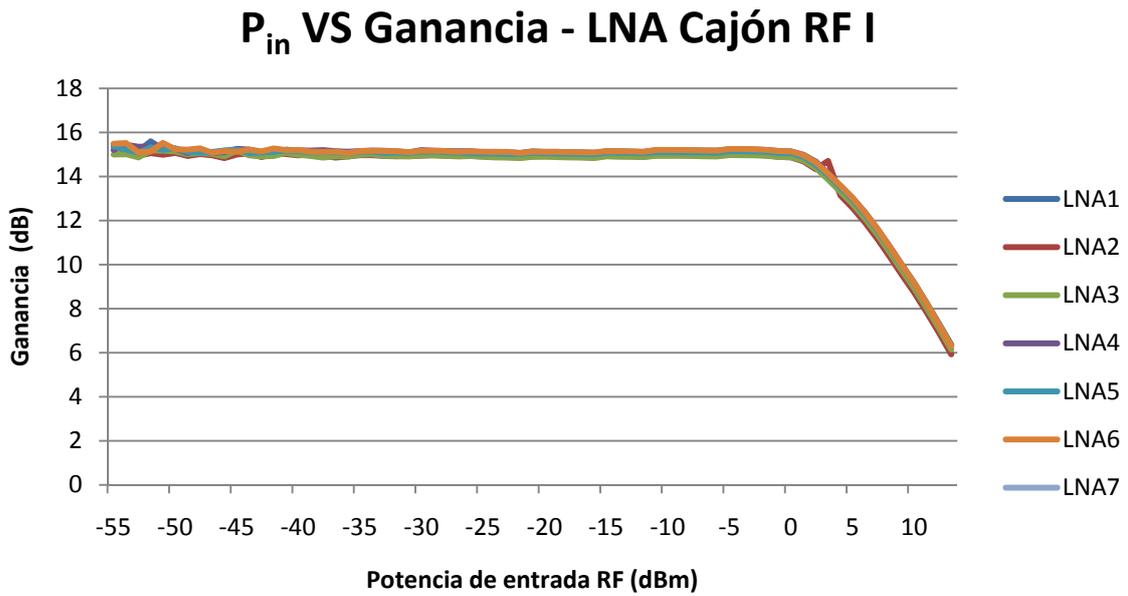


Figura 3-15: Caracterización de la Ganancia de los LNA del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

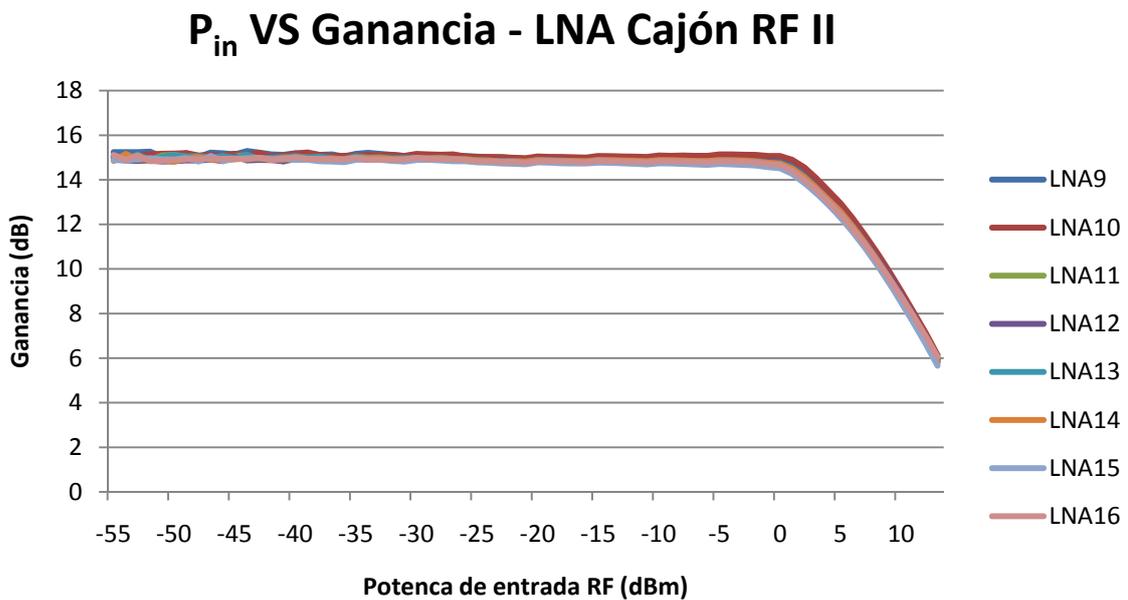


Figura 3-16: Caracterización de la Ganancia de los LNA del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

Resumen de las características:

Tensión de alimentación	5 V
Consumo (entre 70 y 80 mA) $\rightarrow \times 8 =$	560 mA
Potencia máxima de entrada	13 dBm
Potencia de Saturación	19 dBm
Ganancia media	15.3 dB
Figura de ruido	1dB
P_{1dB} a la entrada	3 dBm

3.2.5. Filtro RF Giza

Este filtro está situado tras el LNA. Como ya vimos en 1.1.1, su principal función es la de eliminar la banda imagen. Su ancho de banda podrá ser como máximo cuatro veces la frecuencia intermedia escogida, esto es $BW_{RF} = 4 \times 27.5 \text{ MHz} = 110 \text{ MHz}$. Ese sería el máximo ancho de banda permitido, pero las señales de RF provenientes de los satélites que queremos detectar tendrán como mucho un ancho de banda de 3.5MHz (filtro de FI). Se escogió un filtro con 30MHz centrado en 1.7GHz para poder sintonizar con el OL la señal del satélite deseado que está comprendida en esa banda como vimos en la Figura 3-2.

Sus conectores de entrada y salida, al igual que el amplificador, son también de tipo SMA hembra. Para poder conectarlos con la mayor fiabilidad y el menor espacio posible, se han empleado transiciones SMA macho – SMA macho (Figura 7-3). El inconveniente que apareció al emplear estas transiciones fue que las alturas del conector del LNA y del filtro no coincidían. Para solventar este problema se diseñó una pletina para alzar los LNA e igualar las alturas. Sobre esta pletina se fijaron los LNA para evitar que rotasen sobre sí mismos al enroscar los conectores de entrada. Este es el aspecto físico que presenta el componente.



Figura 3-17: Filtro GIZA (Vista superior (a) y lateral (b))

A continuación se muestran la vista lateral e inferior indicando las dimensiones en milímetros del componente.

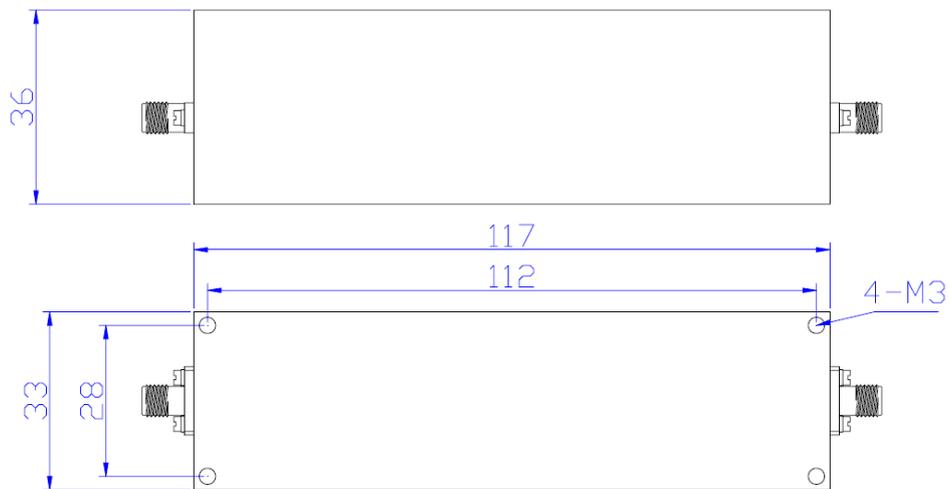


Figura 3-18: Lateral e inferior del Filtro GIZA (Dimensiones en mm) [7.4.2]

Tiene una frecuencia central de $f = 1.7\text{GHz}$ y según refleja su hoja de datos su ancho de banda mínimo es de $BW_{\text{min}} = 20\text{MHz}$. Las pérdidas de inserción son de $IL = 1\text{dB}$.

Al realizar la caracterización de este filtro se observa que la atenuación a $f = 1.7\text{GHz}$ es de 0.6dB y que su ancho de banda medido a -3dB es de $BW = 29.9\text{MHz}$ como muestra la Figura 3-19.

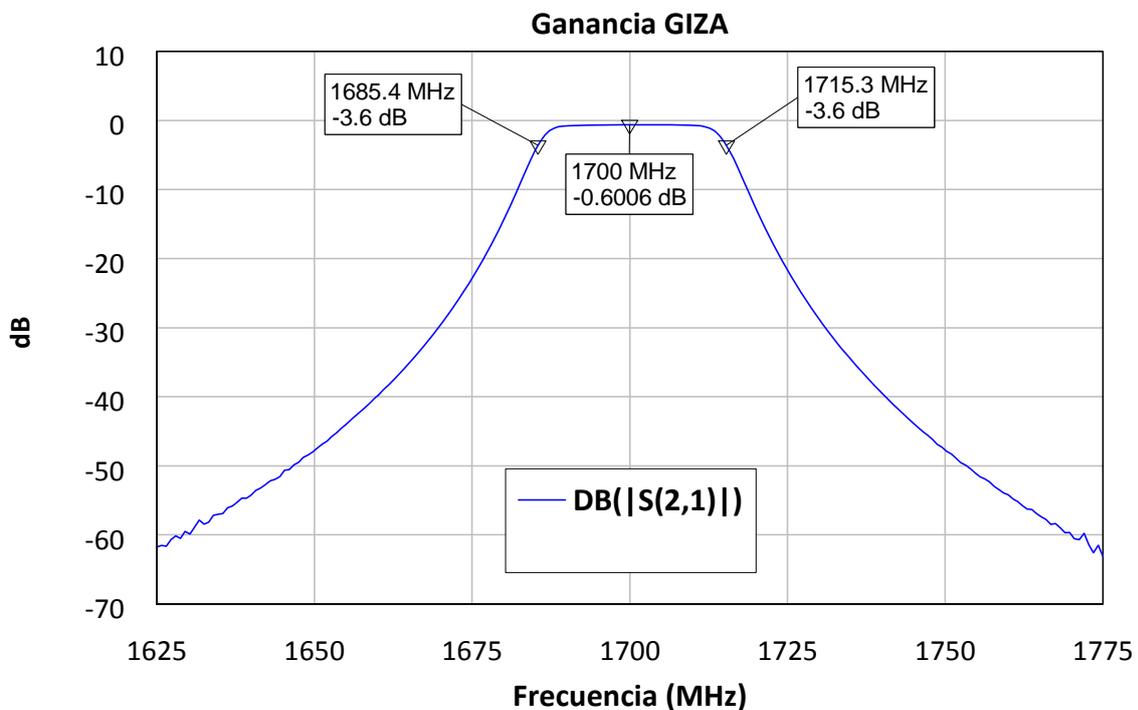


Figura 3-19: Caracterización en banda del Filtro: Transmisión

En la Figura 3-20 se puede apreciar las reflexiones que tiene el filtro en ambos puertos. Su comportamiento es muy similar, como cabe esperar ya que es un elemento pasivo y recíproco. A la frecuencia central se consigue una reflexión de -21.12dB.

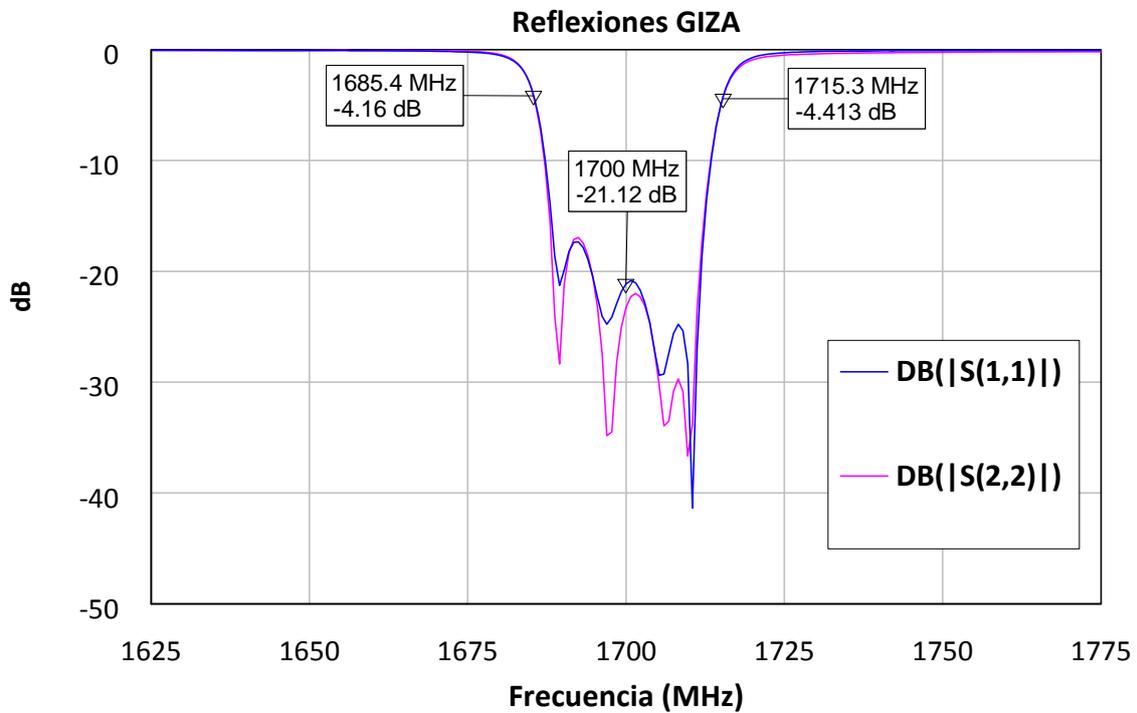


Figura 3-20: Caracterización en banda del Filtro: Reflexión de ambos puertos

En el caso de los filtros, su factor de ruido se corresponde aproximadamente con las pérdidas de inserción.

Resumen de las características:

<u>Frecuencia central</u>	1.7 GHz
<u>Ancho de Banda a -3dBm</u>	29.9MHz
<u>Pérdidas de inserción (o NF)</u>	0.6dB
<u>Impedancia característica</u>	50Ω

La Figura 3-21 muestra la caracterización en frecuencia de los 16 filtros de RF empleados. Con esta comprobación aseguramos que el comportamiento de todos los filtros es el deseado.

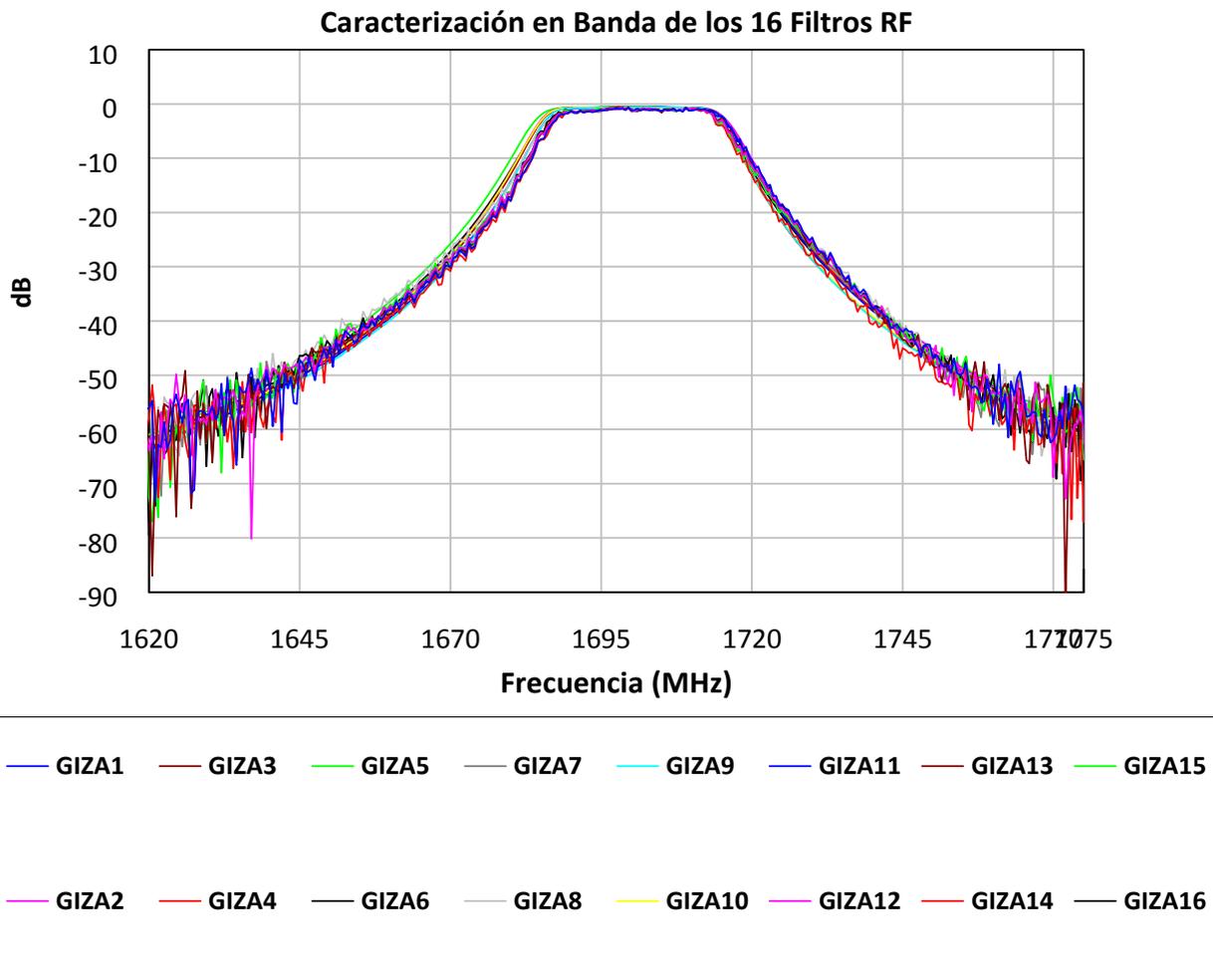


Figura 3-21: Caracterización en frecuencia del Filtro RF

3.2.6. Conversor de frecuencias Maxim

Para la etapa de conversión se decidió escoger un circuito diseñado por Maxim que incorpora el chip MAX2102 encargado de trasladar señales de la banda L directamente a banda base a través de un conversor inferior I/Q de banda ancha. Además de realizar la conversión, integra un amplificador con control automático de ganancia (AGC). La ganancia va controlada por la tensión que se le aplique en el terminal AGC.

Su diseño está ideado para comunicaciones DBS (Direct-Broadcast Satellite). En el proyecto lo emplearemos únicamente como mezclador que trasladará nuestra señal de RF en banda L, a nuestra frecuencia intermedia escogida, en lugar de trasladarla a banda base. Por este motivo sólo es necesario el uso de una de sus dos salidas, I o Q. En el panel frontal se disponen de

ambas para elegir la que mejor comportamiento tenga, ya que éste varía muy levemente entre las salidas y entre diferentes circuitos.

El diagrama de bloques del chip MAX2102 es el siguiente:

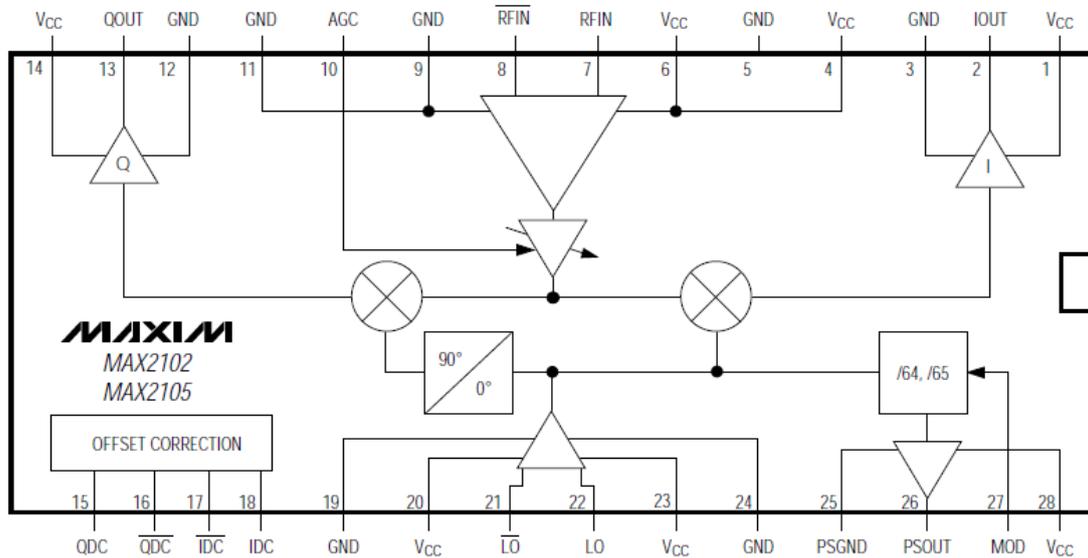


Figura 3-22: Diagrama de bloques del chip MAX2102 [7.4.3]

En el esquema de bloques se observan los dos mezcladores, uno por cada rama y el amplificador con control de ganancia. También se observan amplificadores en banda base para cada una de las ramas.

Este circuito es el elemento que recibe la señal paso banda RF con frecuencia central $f_{RF}=1.7\text{GHz}$, después de haberla amplificado, casi 16dB gracias al LNA que hay al comienzo de la cadena, y de haberla filtrado a un ancho de banda $BW=30\text{MHz}$. Esta señal será mezclada con el tono del oscilador local, $f_{LO}=1.6725\text{GHz}$, y a sus salidas entregará la señal paso banda amplificada y trasladada a una frecuencia intermedia centrada en $f_{FI}=27.5\text{MHz}$.

Los siguientes conectores descritos en la Tabla 11 son los empleados para el funcionamiento del circuito:

Tabla 11: Conectores utilizados del Mezclador Maxim

Nombre	Tipo de Conector	Descripción
RF IN	SMA Hembra	Entrada de la señal en la banda de RF
LO	SMA Hembra	Entrada del tono del Oscilador Local
IOUT	BNC Hembra	Salida en FI (Fase)
QOUT	BNC Hembra	Salida en FI (Cuadratura)
AGC	Pin	Control Automático de Ganancia (0-5V)
VCC	Pin	Alimentación (5V)
GND	Pin	Tierra (0V)

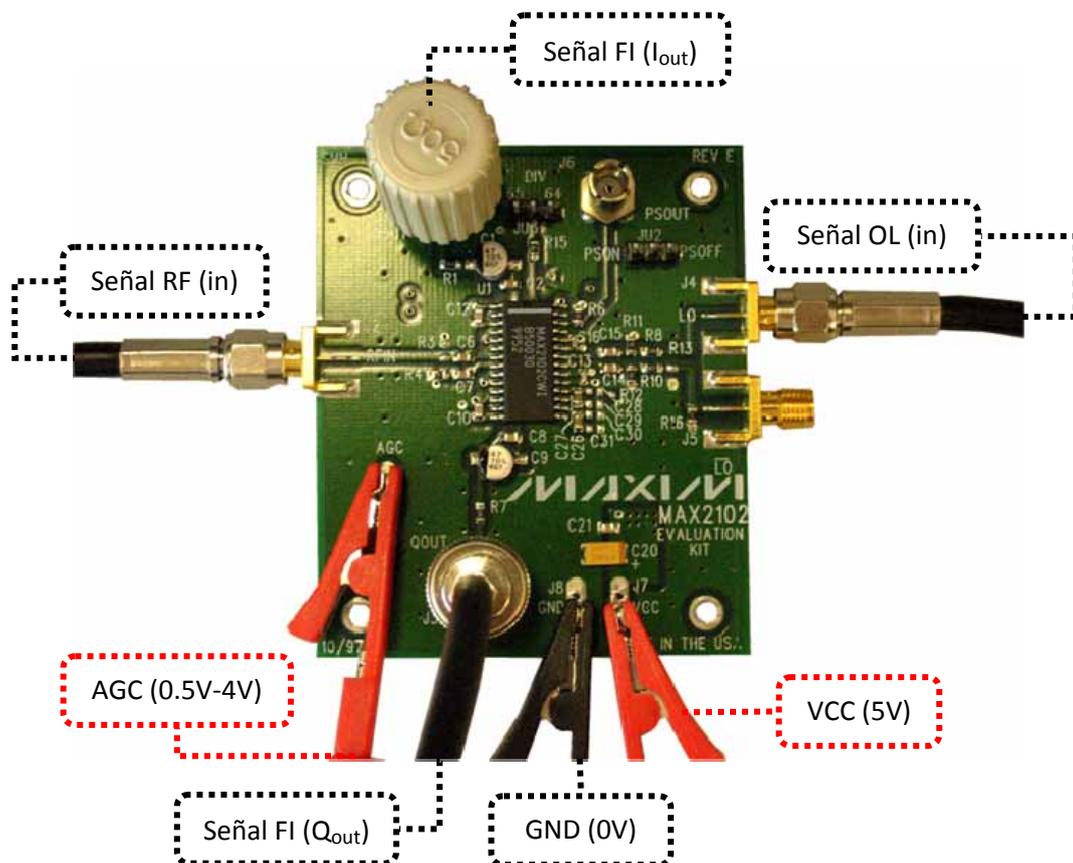


Figura 3-23: Mezclador MAXIM durante una caracterización

Para conseguir tal frecuencia intermedia (FI) se pueden utilizar 2 alternativas de frecuencia de oscilador local (LO) para realizar la mezcla:

- $f_{LO} = 1727.5$ MHz
- $f_{LO} = 1672.5$ MHz

Ambos casos son válidos debido a que al realizar la mezcla de las señales, siendo éstas paso banda y $f_{RF} = 1700\text{MHz}$, siempre aparecerá una componente centrada en $f = 27.5\text{ MHz}$. Las posibles mezclas que se obtienen son:

- $f_{RF} - f_{LO} = 1700\text{ MHz} - 1672.5\text{ MHz} = 27.5\text{ MHz}$
- $f_{LO} - f_{RF} = 1727.5\text{ MHz} - 1700\text{ MHz} = 27.5\text{ MHz}$

Antes se mencionaba que en función del satélite del cual se quiera recibir la señal HRPT, habría que sintonizar el oscilador local para que al mezclarse con el conversor se trasladase justo a la frecuencia intermedia que es fija. Todas las caracterizaciones se han realizado tomando como referencia $f_{RF} = 1700\text{ MHz}$. Si tomamos el ejemplo anterior como referencia, donde se describe cómo elegir el oscilador para esa frecuencia de RF, podremos aplicarlo para cada caso.

Así pues si nuestro satélite emite a una frecuencia central de

$$f_{RF} = X\text{ MHz}$$

El oscilador local deberá sintonizarse a una de las siguientes frecuencias

$$f_{LO} = f_{RF} + f_{FI} = X\text{ (MHz)} + 27.5\text{ (MHz)}$$

$$f_{LO} = f_{RF} - f_{FI} = X\text{ (MHz)} - 27.5\text{ (MHz)}$$

Este es el cálculo que se realizó en la sección 1.1 cuando se muestra el ejemplo de sintonización de la señal HRPT del satélite MetOp.

La potencia de la señal de OL viene especificada en la hoja de datos que debe estar comprendida entre $-15\text{dBm} < P_{LO} < -5\text{dBm}$. Durante las condiciones de la caracterización resultó que seguía mezclando hasta valores de $P_{LO} = -38\text{ dBm}$.

Finalmente se obtiene a la salida la señal una réplica de la señal desplazada a la frecuencia deseada de 27.5MHz .

Este circuito necesita una alimentación de 5V que está conectada al panel frontal del banco completo con la etiqueta de "VCC (5V)". El consumo de corriente de esta placa es de $I = 162.5\text{ mA}$. Cuando están los ocho circuitos conectados al panel frontal a un mismo conector hay que tener cuidado ya que la corriente que se maneja es de $I = 1.3\text{A}$ y algunas fuentes de alimentación no soportan más de un amperio.

Como en todo mezclador, existen pérdidas de conversión, pero este circuito lleva integrado un amplificador cuya ganancia va controlada por tensión gracias al AGC ("Automatic Gain

Control”). Por ello a la hora de caracterizar el circuito no se tuvieron en cuenta las pérdidas de conversión y se caracterizó como un amplificador. La ganancia del amplificador la determinará el voltaje que se aplique en la entrada, etiquetada en el panel frontal como “AGC (0.5V-4V)”, siendo mínima o nula a 0.5V y la máxima a 4V. La hoja de datos especifica una ganancia máxima alcanzable estando el AGC a 4V de unos 50dB, pero en la caracterización del dispositivo se han obtenido resultados de hasta 64dB.

Las gráficas que se muestran a continuación detallan los resultados obtenidos de la caracterización del dispositivo estando al máximo de ganancia (AGC=4V), ya que se quiere demostrar cuánto es lo máximo que soporta. Este dato nos ayudará a saber cuánta potencia de señal será la mínima que pueda llegar a detectar la cadena completa. El consumo máximo del amplificador es de $I=180\mu\text{A}$, que si multiplicamos por ocho obtenemos un consumo de corriente total de AGC $I=1.44\text{mA}$, lo cual no es casi nada. Donde realmente consume es en la alimentación VCC.

Caracterización del Amplificador interno del Mezclador MAXIM con ganancia maxima del AGC ($V_{in}=4\text{V}$)

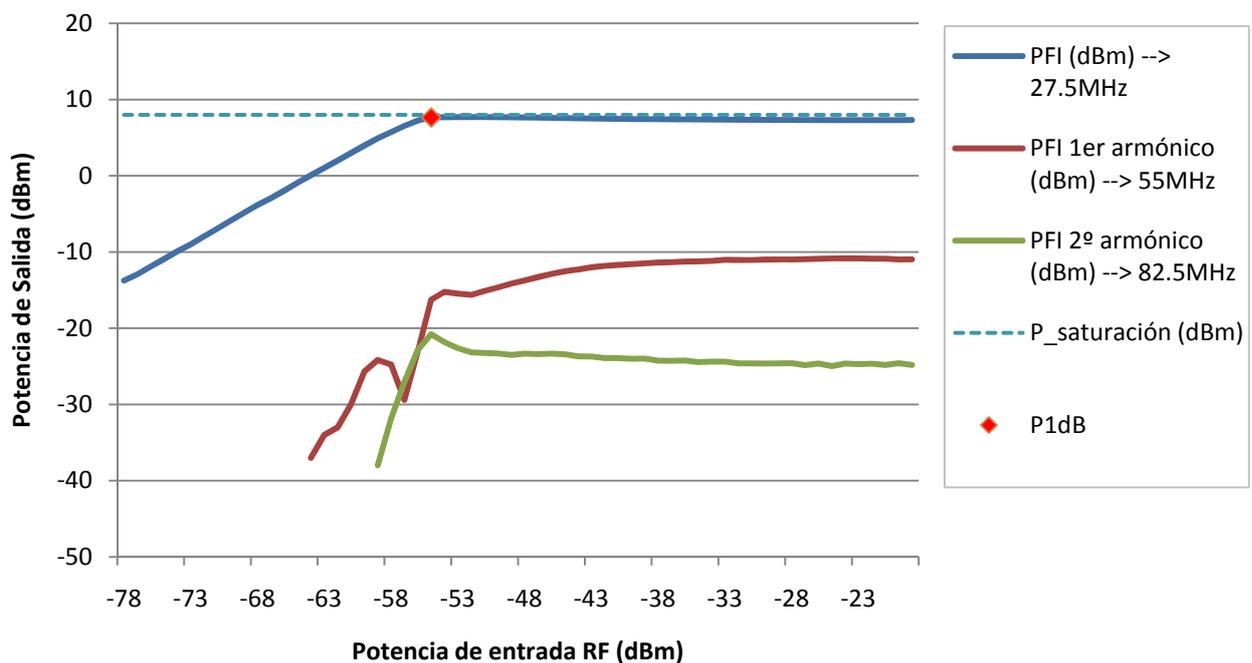


Figura 3-24: Caracterización en Potencia del AGC con ganancia máxima (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

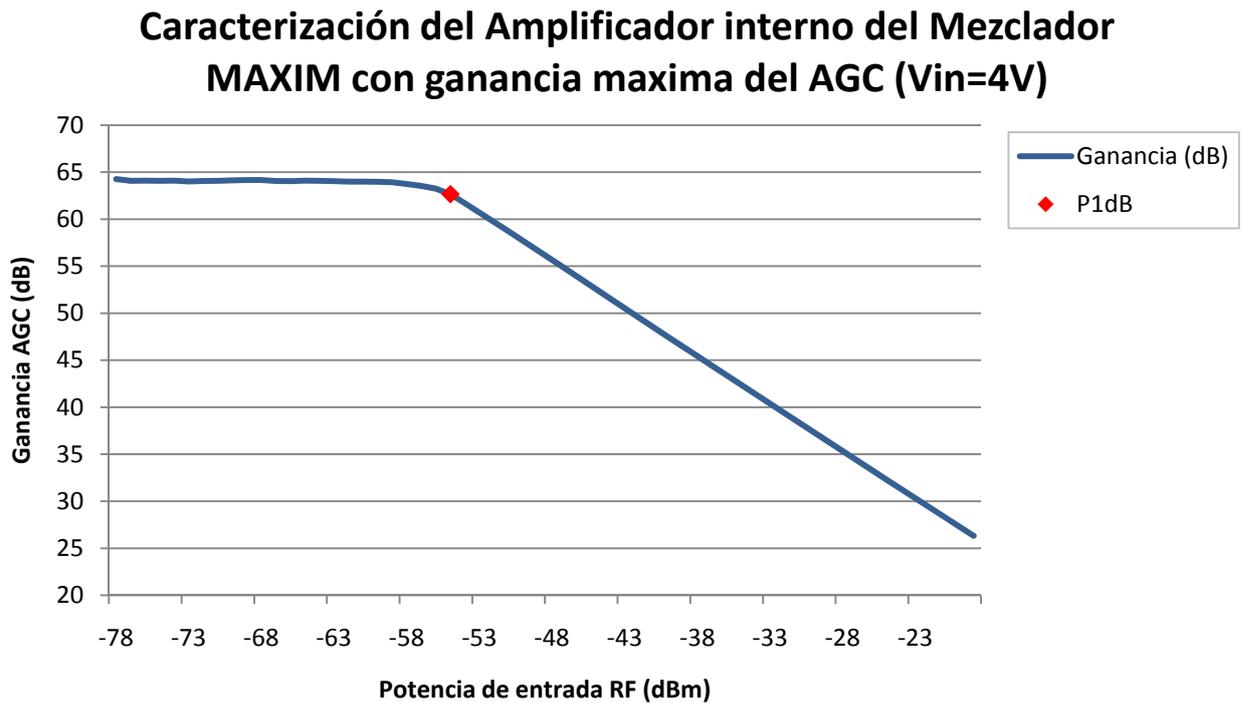


Figura 3-25: Caracterización en Ganancia del AGC con ganancia máxima (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

El P_{1dB} se encuentra a $P_{in} = -55\text{dBm}$. La ganancia máxima media de la zona lineal es de 64dB. Se observa que no es capaz de entregar más potencia que unos 8dBm, y es debido a que se satura a esta potencia. Teniendo en cuenta todo lo anterior, si alimentamos el circuito con una señal RF de -20dBm , como máximo será posible obtener a la salida una potencia de 8dBm aunque el AGC esté a 4V. Su ganancia máxima en ese caso sería de 28dB debido a la saturación.

En las especificaciones de la hoja de datos viene definido que la potencia de entrada de RF debe estar comprendida entre -69dBm y -19dBm . Durante la caracterización se utilizaron potencias de entrada de hasta -95dBm , y no se usaron aún menores porque no se apreciaba la señal con el nivel de ruido.

Una vez más, para poder comprobar el funcionamiento de todos los circuitos, se realizaron las caracterizaciones de cada circuito (Figura 3-26, Figura 3-27, Figura 3-28 y Figura 3-29).

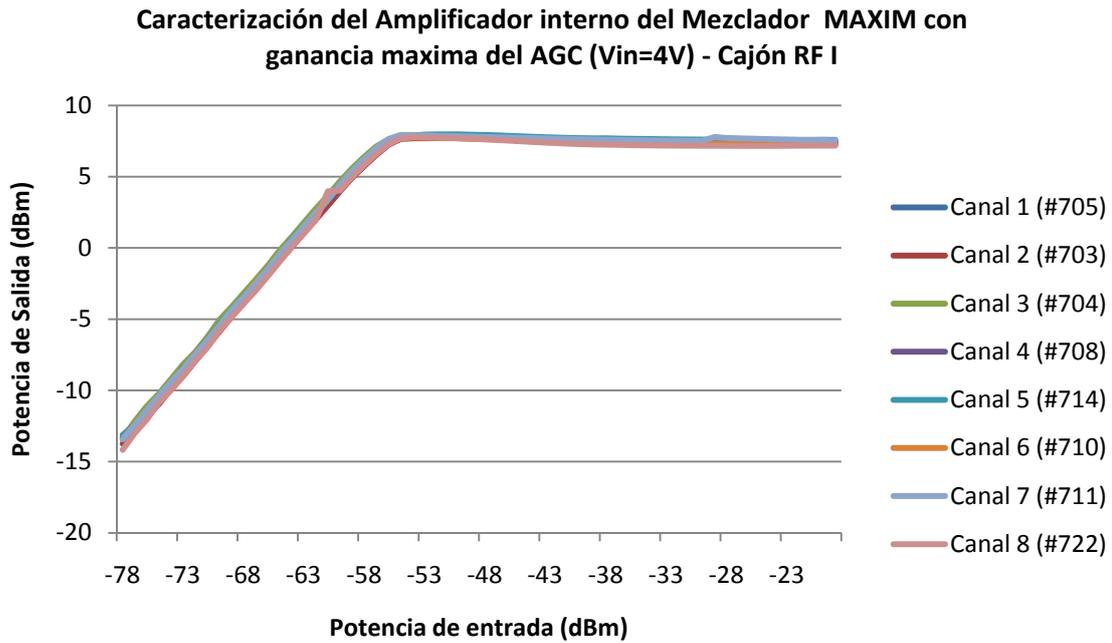


Figura 3-26: Caracterización en Potencia de los circuitos MAXIM del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7GHz$)

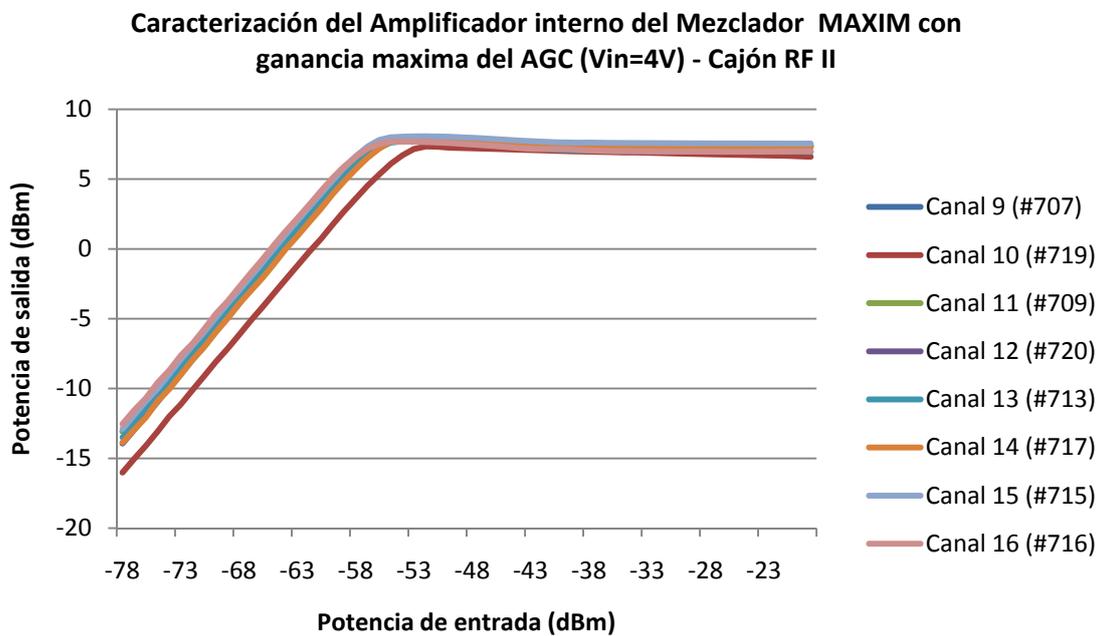


Figura 3-27: Caracterización en Potencia de los circuitos MAXIM del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7GHz$)

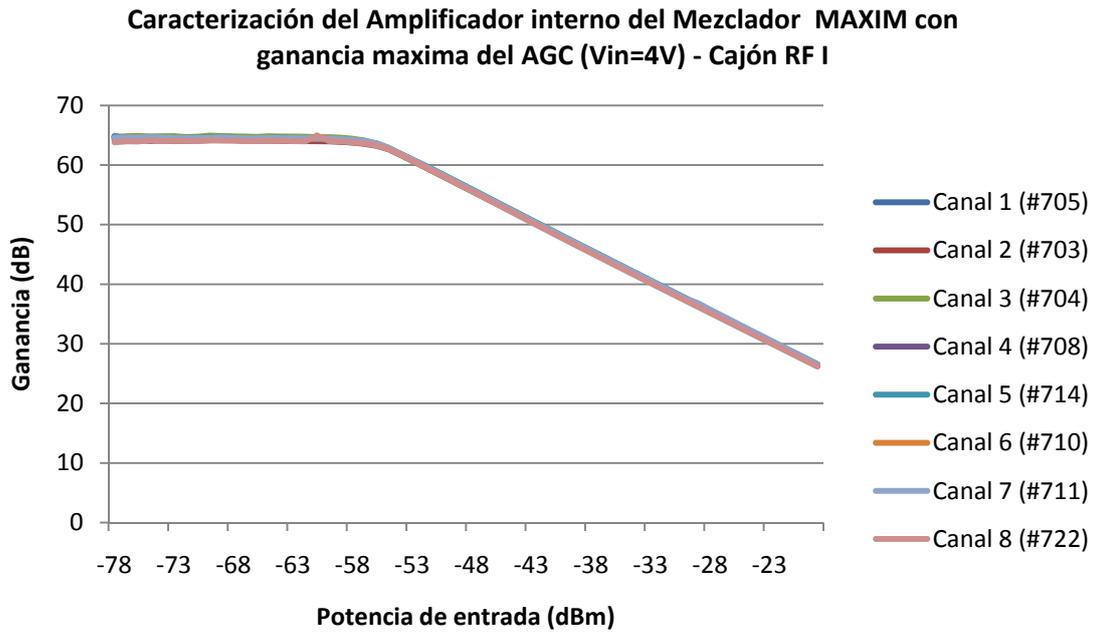


Figura 3-28: Caracterización en Ganancia de los circuitos MAXIM del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

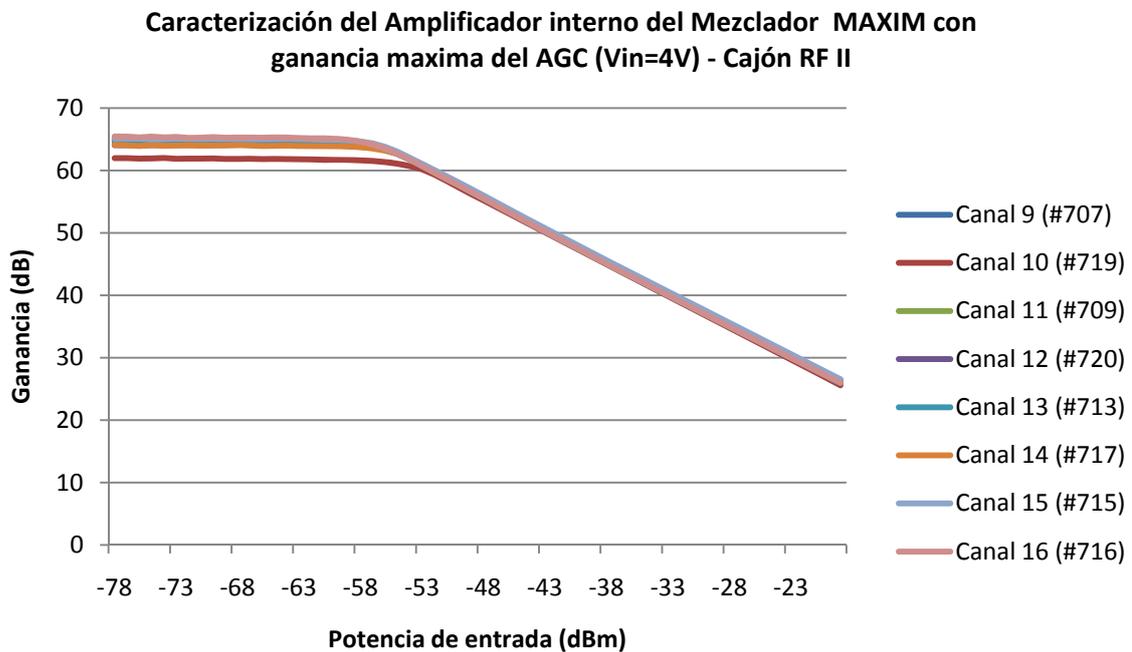


Figura 3-29: Caracterización en Ganancia de los circuitos MAXIM del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

Para poder apreciar cuánto varía el control de ganancia en función de la tensión aplicada en el terminal AGC, se realizó una caracterización con señales de RF de entrada que no saturasen

nunca el amplificador para poder medir la ganancia real en todo momento. Las siguientes figuras muestran el resultado de la caracterización.

Caracterización de la Ganancia en función de su tensión AGC para el Cajón RF I-Circuito #705 (Canal 1)

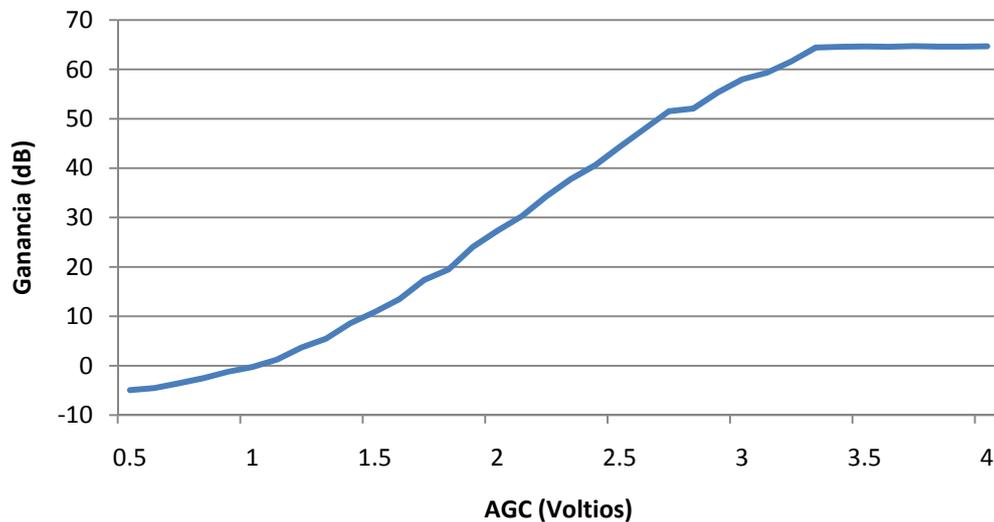


Figura 3-30: Caracterización de la Ganancia en función de la tensión del AGC (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

Caracterización del AGC de los 8 circuitos Maxim del Cajón RF I

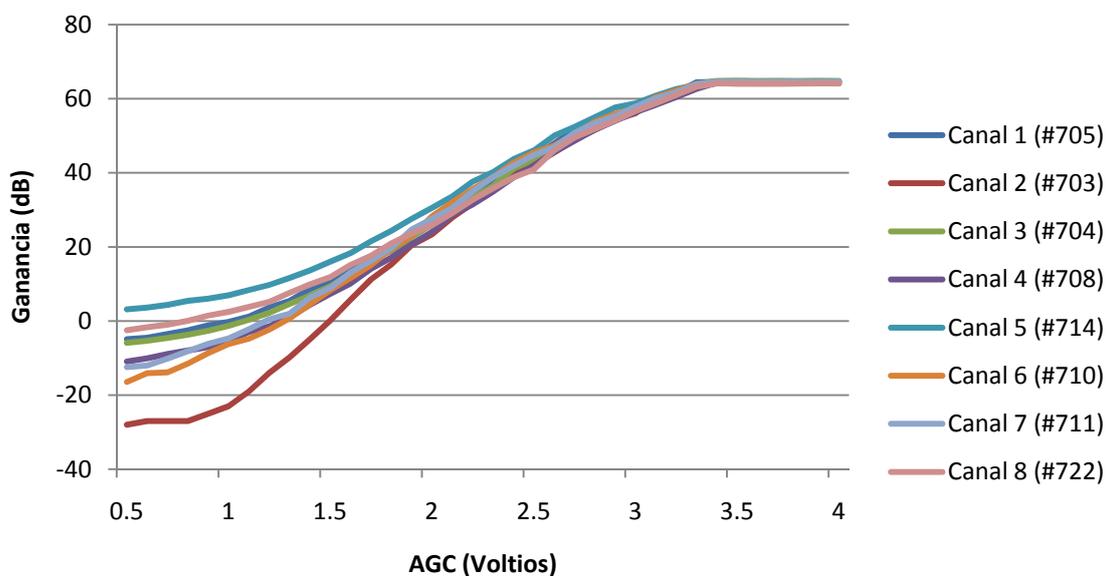


Figura 3-31: Caracterización de la Ganancia en función del AGC para los circuitos MAXIM del Cajón RF I (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

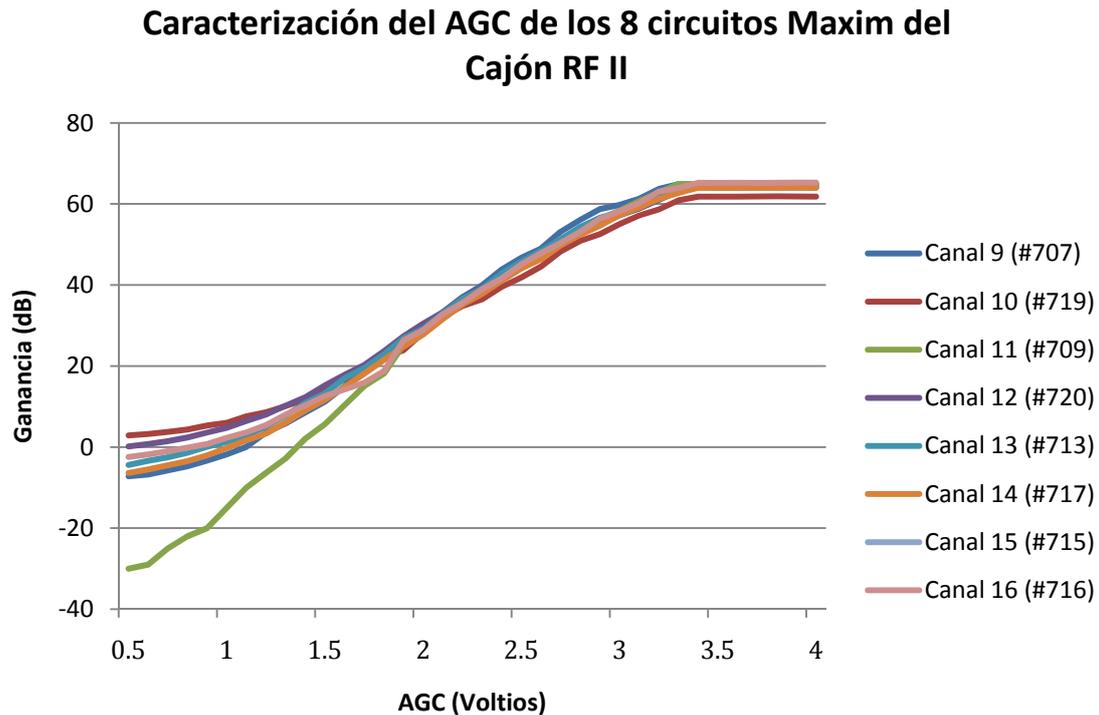


Figura 3-32: Caracterización de la Ganancia en función del AGC para los circuitos MAXIM del Cajón RF II (a una frecuencia de $f=1.7\text{GHz}$)

En las dos gráficas anteriores se aprecia una variación de un circuito a otro en el comportamiento del AGC en función del voltaje aplicado. Inicialmente el diseño del Cajón de RF contemplaba una toma común de AGC que se aplicase con el mismo voltaje a todos los circuitos. Vimos que el comportamiento de todos los circuitos no era uniforme y podía variar la ganancia entre canales hasta en 15dB (véase la diferencia del Canal 11 de la Figura 3-32). La solución era entonces ser capaces de poder ajustar la tensión que se le entrega a cada circuito individualmente. Para conseguir esa versatilidad entre canales, la solución más práctica y económica fue instalar en cada canal un potenciómetro que regule este voltaje (Figura 3-6). De esta manera sigue habiendo una única toma común en el panel frontal que va a limitar el voltaje máximo que será aplicado, y cada canal se ajustará con el potenciómetro para que a la salida todos los canales tengan un comportamiento similar.

Resumen de las características:

Frecuencia central RF	1700 MHz
Frecuencia LO	1672.5 MHz
Frecuencia central FI	27.5 MHz
Tensión de alimentación	5 V
Consumo VCC	0.1625A \rightarrow x8 = 1.3 A

Consumo max AGC	$180\mu\text{A} \rightarrow \times 8 = 1.44\text{mA}$
Potencia máxima de entrada	-19 dBm
Potencia de Saturación	8 dBm
Ganancia máxima	64 dB
$P_{1\text{dB}}$ a la entrada	-55 dBm
Figura de Ruido	13.2dB

3.2.7. Divisor de potencia Wilkinson

Es una clase específica de divisor de potencia compuesto únicamente por componentes pasivos y por ello es recíproco. Esto es que puede ser empleado tanto de divisor como de combinador de potencia. Su principal cualidad es que es capaz de conseguir un gran aislamiento entre sus puertos de salida manteniendo las condiciones de adaptación en todos los puertos [1.70]-[1.72].

Un divisor de potencia Wilkinson básico como el mostrado en la Figura 3-33 está compuesto por tres puertos con impedancias características Z_0 , Z_{L1} y Z_{L2} . Tiene dos líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$ de impedancia característica Z_{01} y Z_{02} . Entre los dos puertos de salida va colocada una resistencia de valor R .

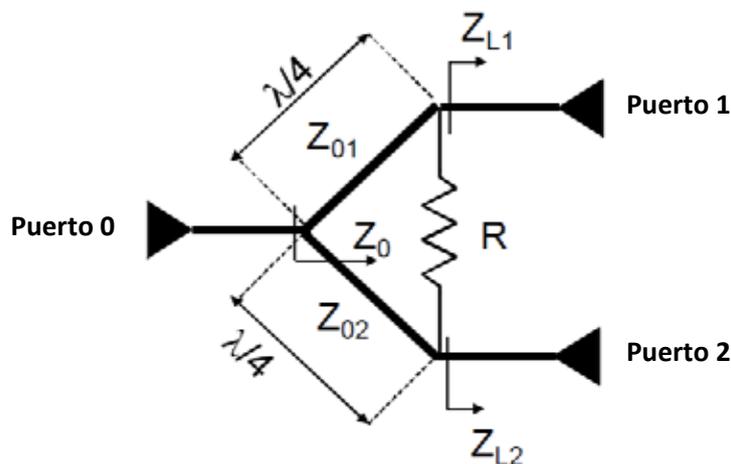


Figura 3-33 Diseño del divisor de potencia Wilkinson [1.73]

Si la potencia a la salida de los puertos 1 y 2 las denominamos P_1 y P_2 , se define la relación de tensión K como:

$$K = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}}$$

El valor de las impedancias características de las líneas de transmisión de longitud $\lambda/4$ se obtiene por:

$$Z_{01} = K\sqrt{RZ_0}$$

$$Z_{02} = \frac{1}{K}\sqrt{RZ_0}$$

Donde R es la resistencia que se colocará entre ambas salidas y Z_0 es la impedancia que hay justo a la entrada de la división de potencia. El valor de R se obtiene con la siguiente expresión:

$$R = \frac{1 + K^2}{K} Z_0$$

Bajo estas condiciones, la impedancia vista en los puertos de salida 1 y 2 es:

$$Z_{L1} = KZ_0$$

$$Z_{L2} = \frac{Z_0}{K}$$

Para este proyecto era necesario diseñar divisores equilibrados. Esto es que la potencia a la salida de ambos puertos esté repartida por igual. Por lo tanto si $P_1=P_2$, entonces $K=1$. Los valores a calcular se simplifican mucho:

$$R = 2Z_0; \quad Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{2}Z_0; \quad Z_{L1} = Z_{L2} = Z_0$$

Si reparte por igual la potencia entre los puertos de salida, entonces:

$$P_1 = \frac{P_{in}}{2}; \quad P_2 = \frac{P_{in}}{2}$$

Lo que significa que el coeficiente de transmisión ideal a la salida de sus puertos debería ser:

$$S_{n0} = 10 \log\left(\frac{1}{2}\right) = -3.01dB$$

En este proyecto se van a emplear divisores Wilkinson para repartir la señal de referencia del oscilador local a todos los mezcladores. En cada cajón de RF será necesario tener un divisor de una entrada a ocho salidas (Figura 3-7). Y como hay dos cajones de RF, además será necesario otro divisor de una entrada a dos salidas (Figura 3-3). De esta manera conseguimos con una única fuente de oscilador local, tener 16 referencias comunes para todos los mezcladores.

[1.73]

3.2.7.1. Divisor Wilkinson 1:2

Basándonos en lo anterior, hemos construido uno para nuestra frecuencia de funcionamiento del oscilador local $f_{LO} = 1672.5$ MHz y nuestra impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$. Por lo tanto la resistencia que lleva entre ambas líneas de transmisión deberá ser de $R=100 \Omega$. Y la impedancia del transformador $\lambda/4$ es de $Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{2}Z_0 = 70.71\Omega$.

Este circuito ha sido diseñado con el programa “*Advanced Design System*” de la empresa Agilent. El sustrato que se emplearía para la fabricación del circuito tiene un espesor de $H=0.25$ mm y una constante dieléctrica $\epsilon_r=2.17$. Si introducimos todos los datos anteriores en la herramienta LineCalc del programa, nos dará el ancho y la longitud de la pista. Los resultados se muestran en la Figura 3-34.

The screenshot shows the LineCalc software interface with the following data:

Section	Parameter	Value	Unit
Substrate Parameters	ID	MSUB_DEFAULT	
	ϵ_r	2.170	N/A
	μ_r	1.000	N/A
	H	0.250	mm
	μ_u	$3.9e+34$	mil
	T	0.035	um
	Cond	$5.8e7$	N/A
	TanD	0.000	N/A
	Rough	0.000	mil
	Component Parameters	Freq	1672.500
Wall1			mil
Physical	W	0.445220	mm
	L	33.373300	mm
Electrical	Z_0	70.710	Ohm
	E_{eff}	90.000	deg
Calculated Results	K_{eff}	1.802	
	A_{DB}	2.279	
	SkinDepth	0.063	

The physical dimensions W and L are highlighted with a red box in the original image. A diagram to the right shows a cross-section of a microstrip line on a substrate, with W representing the width and L representing the length.

Figura 3-34: Cálculo del ancho y largo del transformador $\lambda/4$ con la herramienta LineCalc

Se diseñó una caja de aluminio a medida [1.1.1] que albergase el circuito y con la que poder soldarle al circuito los conectores SMA hembra pasamuros. El resultado final es el que se puede apreciar en la Figura 3-35.

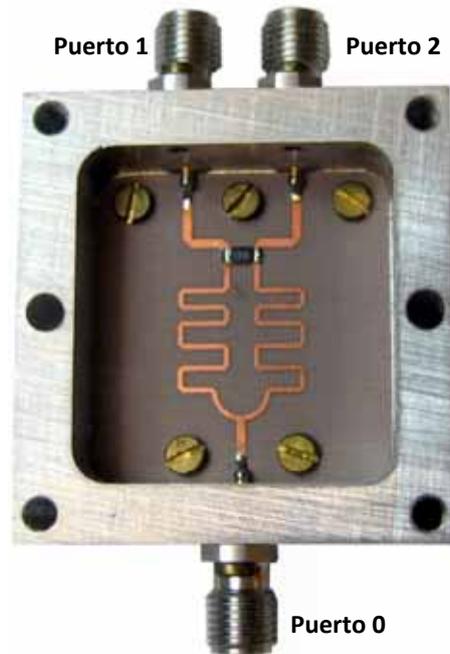


Figura 3-35: Divisor de potencia Wilkinson 1:2 ensamblado en una caja de aluminio a medida

A la hora de caracterizarlo se tomó el puerto 0 como puerto de entrada y los puertos 1 y 2 como salidas, dado que este es el funcionamiento que va a desempeñar repartiendo la señal del oscilador local.

Tabla 12: Caracterización del divisor 1:2 a la frecuencia de operación 1672.5 MHz

Puerto de salida	S_{11} (dB)	S_{21} (dB)	$\angle S_{21}$ (°)	S_{22} (dB)
1	-23.63	-3.14	134.67	-25.22
2	-23.48	-3.18	134.77	-25.07

Podemos apreciar que coeficientes de transmisión del circuito que hemos construido son un poco inferiores, -0.17dB, a los coeficientes ideales ($S_{n0} = -3.01\text{dB}$). Esos -0.17dB se corresponden con las pérdidas que tiene el circuito debido a que el circuito en la práctica nunca es perfecto. La Figura 3-36 y la Figura 3-37 muestran la caracterización en banda y corroboran el comportamiento medido a la frecuencia de operación que muestra la Tabla 12. La diferencia de fase entre una salida y la otra es de 0.1° .

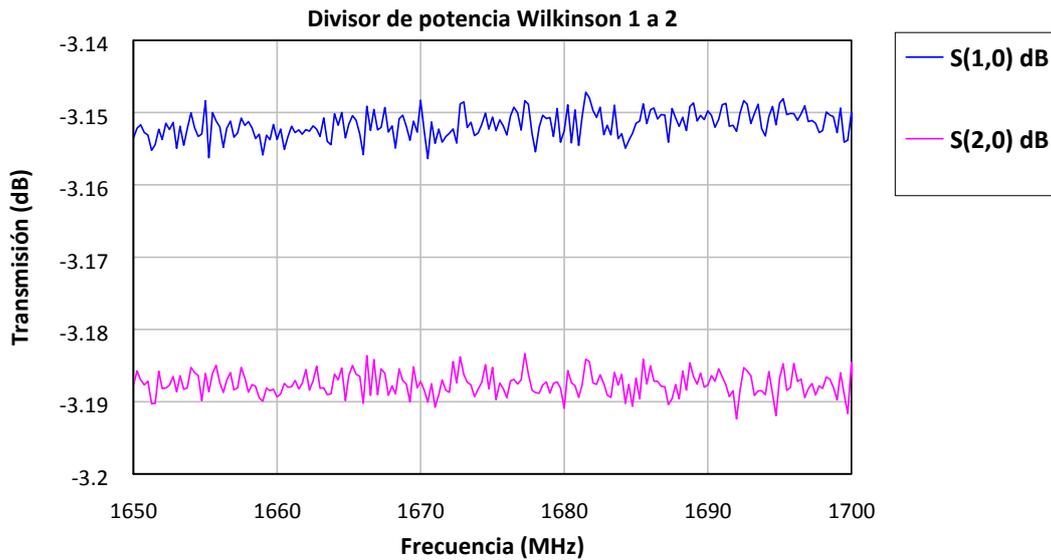


Figura 3-36: Caracterización en banda del Divisor de potencia Wilkinson 1:2

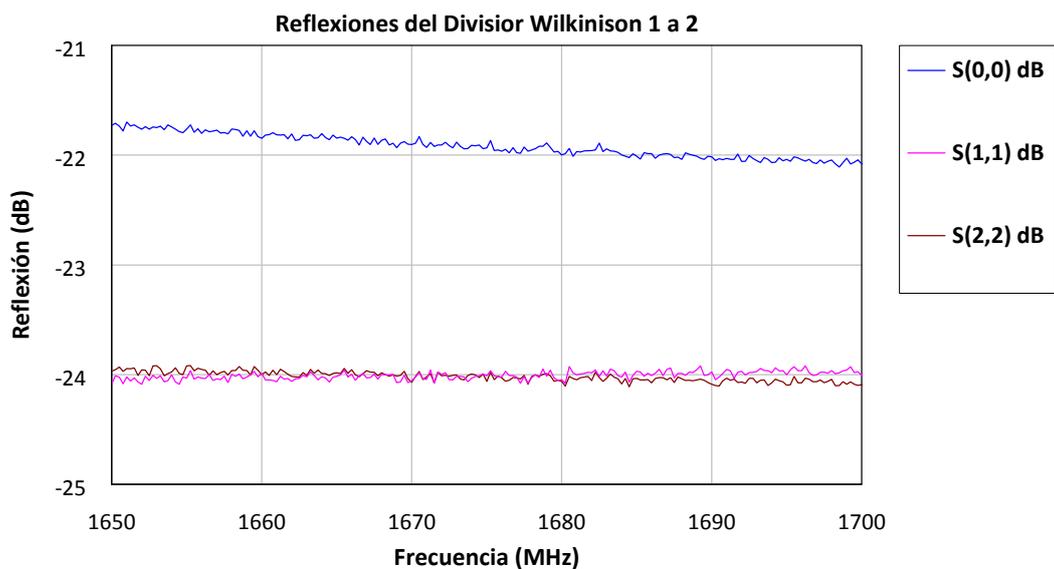


Figura 3-37: Reflexiones en los puertos del Divisor de potencia Wilkinson 1:2

3.2.7.2. Divisor Wilkinson 1:8

Los divisores de una entrada y ocho salidas se construyeron replicando y multiplexando el diseño anterior. En total son necesarios siete divisores 1:2 para obtener el divisor 1:8. Todos ellos van conectados con líneas de transmisión de impedancia característica $Z_0=50\Omega$ que solo alterarán la fase de la señal. El coeficiente de transmisión ideal a la salida de sus puertos debería ser en este caso:

$$S_{n0} = 10 \log\left(\frac{1}{8}\right) = -9.03dB$$

Del mismo modo que se diseñó una caja de aluminio para albergar el divisor de una entrada y dos salidas, se diseñó una nueva caja de aluminio para este nuevo circuito. Fueron necesarios dos circuitos como este, empleando uno para cada módulo de RF. El resultado final se muestra en la Figura 3-38.

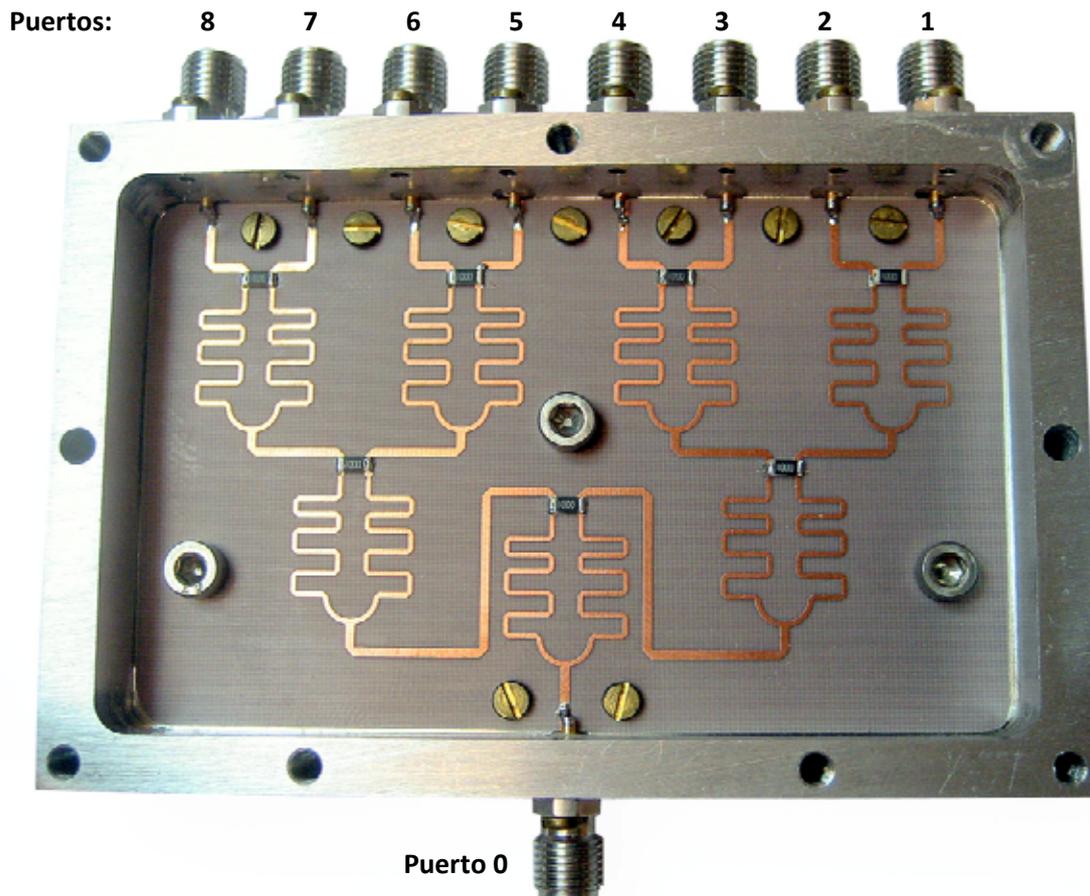


Figura 3-38: Divisor de potencia Wilkinson 1:8 ensamblado en una caja de aluminio a medida

La fase se irá desviando a lo largo de las pistas que distribuyen la potencia, pero a la salida no debe haber grandes diferencias de fase entre los distintos puertos.

El puerto 0 es el que se empleará de entrada y corresponde con el conector del panel frontal en la Figura 3-5 etiquetado como "LO". La numeración de los restantes va de derecha a izquierda del 1 al 8, acorde con la disposición de los canales a los que van conectados. La siguiente tabla muestra las medidas realizadas, a una frecuencia de 1672.5 MHz, sobre el circuito para comprobar la atenuación, las fases y las reflexiones de cada puerto.

Como para el caso anterior se realizaron las mismas caracterizaciones que se reflejan a continuación para los dos divisores 1:8 que se construyeron:

Tabla 13: Medidas del divisor Wilkinson 1 a 8 del Cajón RF I

Puerto de salida	S ₁₁ (dB)	S ₂₁ (dB)	∠S ₂₁ (°)	S ₂₂ (dB)
1	-16.82	-9.74	-114.9	-19.82
2	-16.77	-9.76	-115.3	-20.15
3	-17.48	-9.84	-114.8	-18.64
4	-16.82	-9.83	-115.8	-19.19
5	-16.85	-9.79	-116.8	-19.87
6	-16.82	-9.75	-116.3	-20.19
7	-16.85	-9.71	-115.9	-21.15
8	-17.55	-9.77	-114.6	-21.38

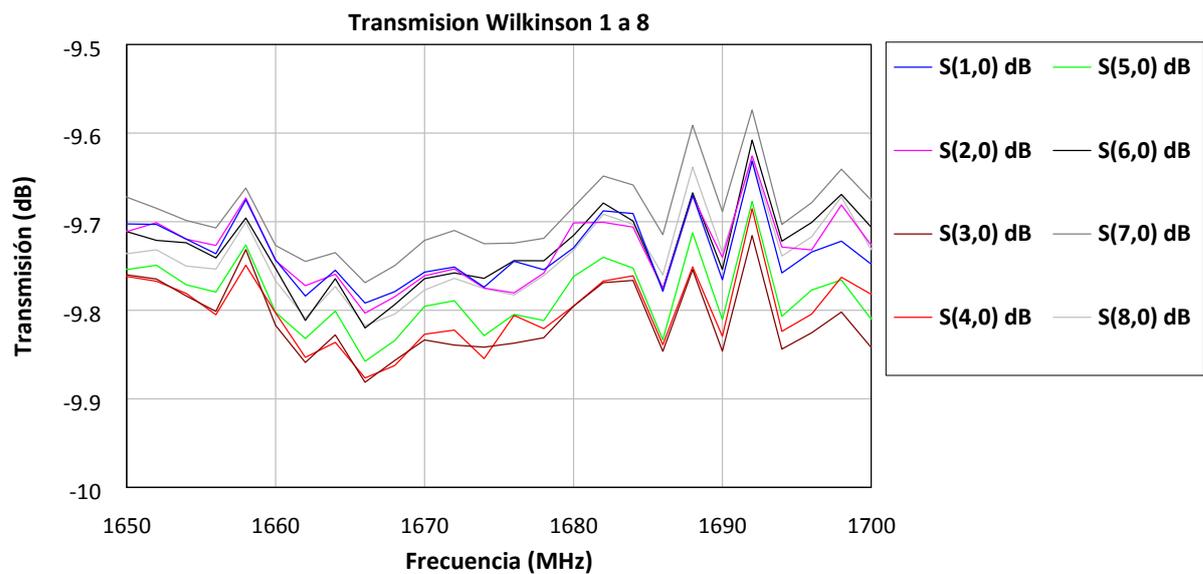


Figura 3-39: Caracterización en banda del Divisor de potencia Wilkinson 1:8 del Cajón RF I

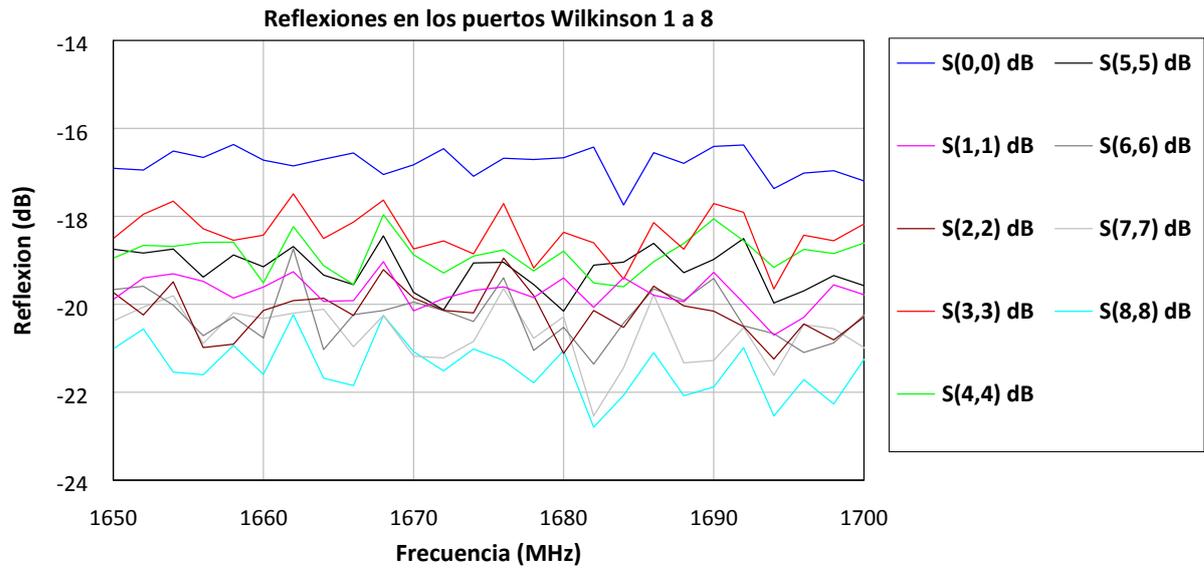


Figura 3-40: Reflexiones en los puertos del Divisor de potencia Wilkinson 1:8 del Cajón RF I

A continuación se muestran las mismas medidas que se realizaron en el segundo divisor Wilkinson 1:8 que se fabricó para instalarlo en el Cajón RF II.

Tabla 14: Medidas del divisor Wilkinson 1 a 8 del Cajón RF II

Puerto de salida	S ₁₁ (dB)	S ₂₁ (dB)	∠S ₂₁ (°)	S ₂₂ (dB)
1	-16.10	-9.55	156.89	-25.97
2	-16.14	-9.56	156.76	-25.66
3	-16.24	-9.58	157.39	-25.34
4	-16.24	-9.61	157.01	-25.76
5	-16.22	-9.55	158.27	-25.08
6	-16.22	-9.59	158.59	-24.65
7	-16.08	-9.52	158.32	-24.53
8	-16.22	-9.50	158.87	-24.67

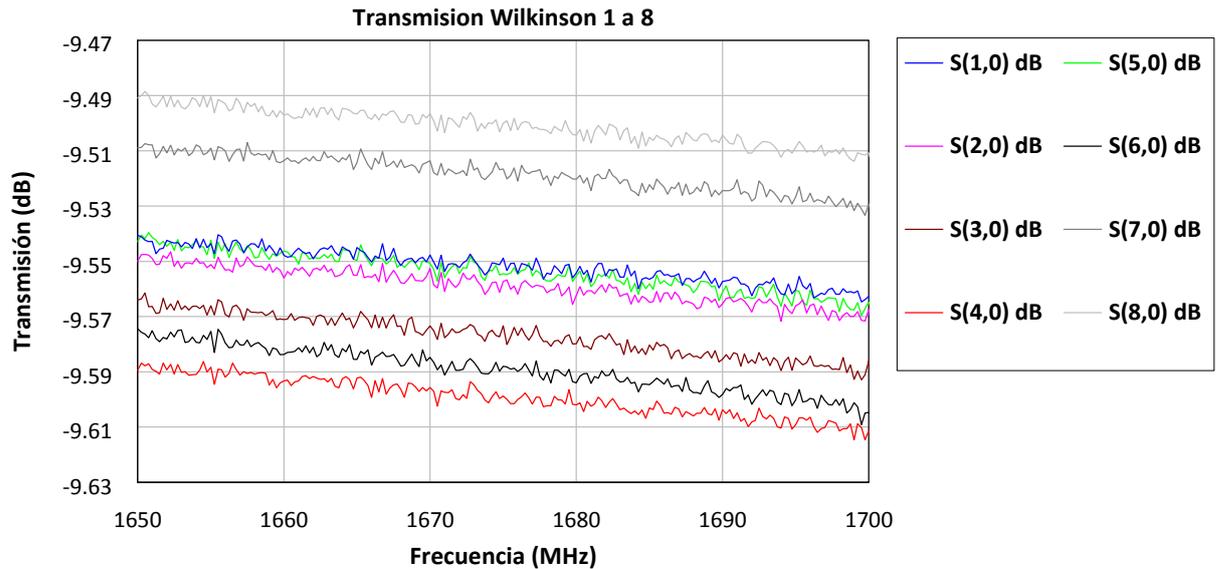


Figura 3-41: Caracterización en banda del Divisor de potencia Wilkinson 1:8 del Cajón RF II

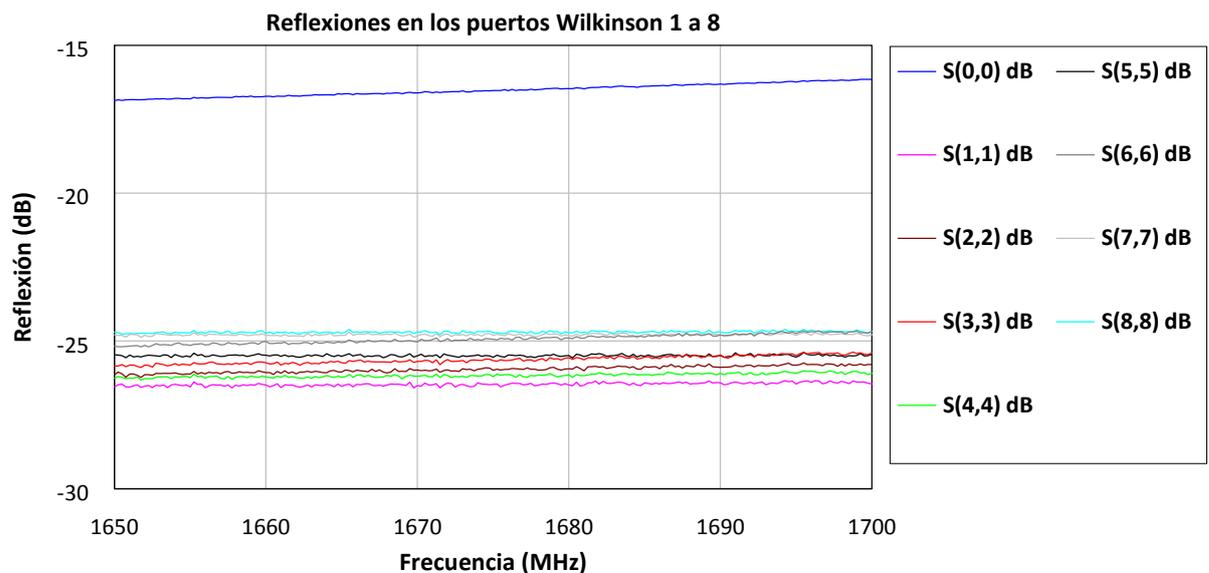


Figura 3-42: Reflexiones en los puertos del Divisor de potencia Wilkinson 1:8 del Cajón RF II

Se aprecia que introduce unas leves pérdidas, debidas a la no perfección del circuito, que provoca que los coeficientes de transmisión reales sean algo mayores, unos 0.8dB, que los teóricos (-9.03dB). En la fabricación del segundo divisor se consiguieron mejores reflexiones que en el primero. Desde que la señal del oscilador local sale del sintetizador de frecuencias, hasta que llega al circuito mezclador MAX2102, sufrirá una atenuación total de $L_{\text{Total max}} = L_{\text{Wilkinson 1:2}} + L_{\text{Wilkinson 1:8}} = 3.18 \text{ dB} + 9.84 \text{ dB} = 13.02 \text{ dB}$.

Cuando se caracterizaron los circuitos mezcladores se observó la sensibilidad de los mezcladores con respecto a la potencia de OL y alcanzaban a realizar mezclas recibiendo señales de OL de al menos -33dBm de potencia. Luego la potencia de señal mínima de OL que debe generar el sintetizador de frecuencias debe ser de al menos $P_{OL\ MIN} = -33\text{dBm} + 13.02\text{dB} = -19.98\text{dBm}$. Para evitar problemas es mejor dejar un margen y redondearemos esta potencia mínima a -19 dBm.

3.3. Etapa de FI

Esta etapa está formada por un solo cajón de rack con las mismas dimensiones que los anteriores. En su interior van alojados los dieciséis circuitos que se encargarán de procesar las señales en la etapa de Frecuencia Intermedia (FI) que le entregan los cajones de RF.

A continuación se analizan los conectores del cajón de FI, seguido de la descripción de cada uno de los componentes que van integrados en los circuitos.

3.3.1. Panel Frontal

Este cajón sólo dispone de panel frontal. Toda su interfaz de conexión se ha podido instalar en la parte delantera como muestra la Figura 3-43.

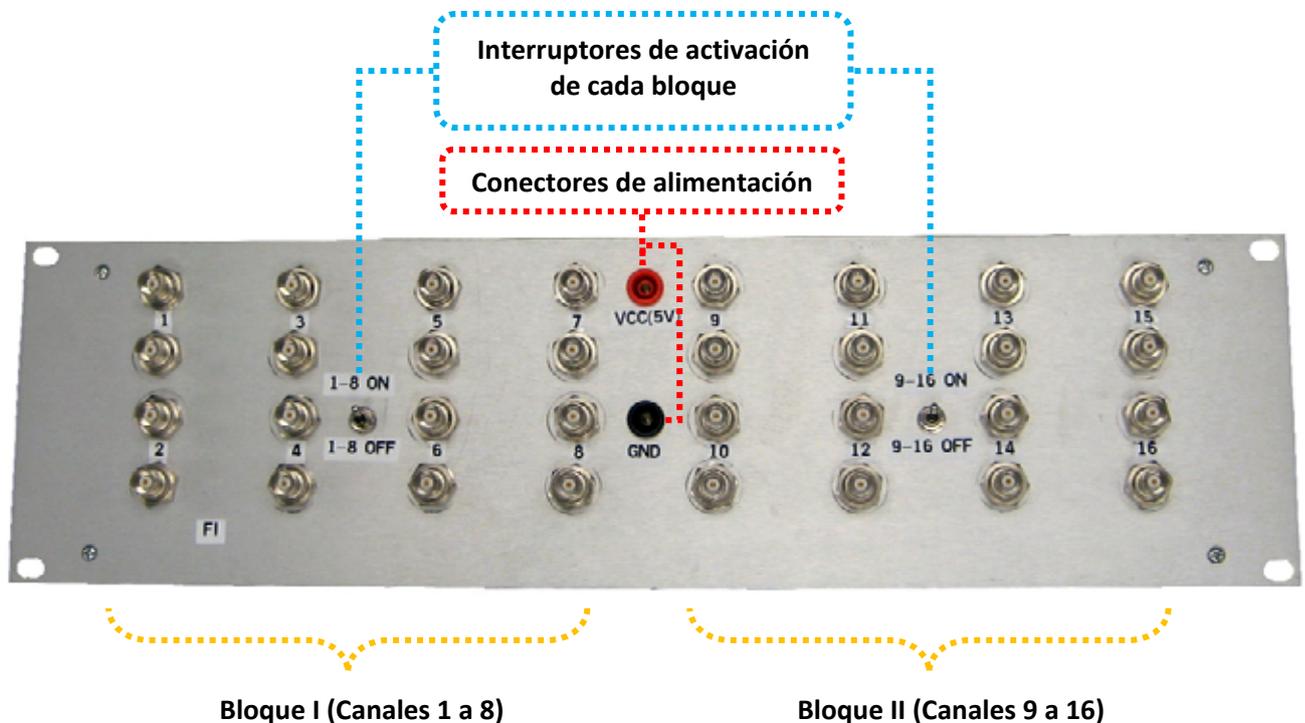


Figura 3-43: Panel frontal del Cajón FI

Distribución y significado de los conectores:

- **32 conectores BNC hembra distribuidos en 16 parejas.** Entre cada pareja se observa un número, el cual representa el número de canal. El conector que se encuentre encima del número es la entrada y el que está debajo es la salida. Los canales se han distribuido de arriba abajo y de izquierda a derecha, quedando los impares en la fila superior y los pares en la fila inferior. También se aprecia que los

primeros ocho canales están colocados en la mitad izquierda y los restantes 8 en la mitad derecha.

- **2 interruptores de dos posiciones.** Cada interruptor está asociado con un bloque de ocho canales. De este modo quedan separados los dos cajones de FI integrados físicamente en uno solo. En su posición superior activa el bloque y en la inferior lo desactiva, como indican las etiquetas.
- **2 conectores de tipo “banana” hembra.**
 - **VCC (5V):** Tensión de alimentación de los circuitos.
 - **GND:** es la tierra, común a todos los dispositivos.

3.3.2. Vista superior del cajón de FI

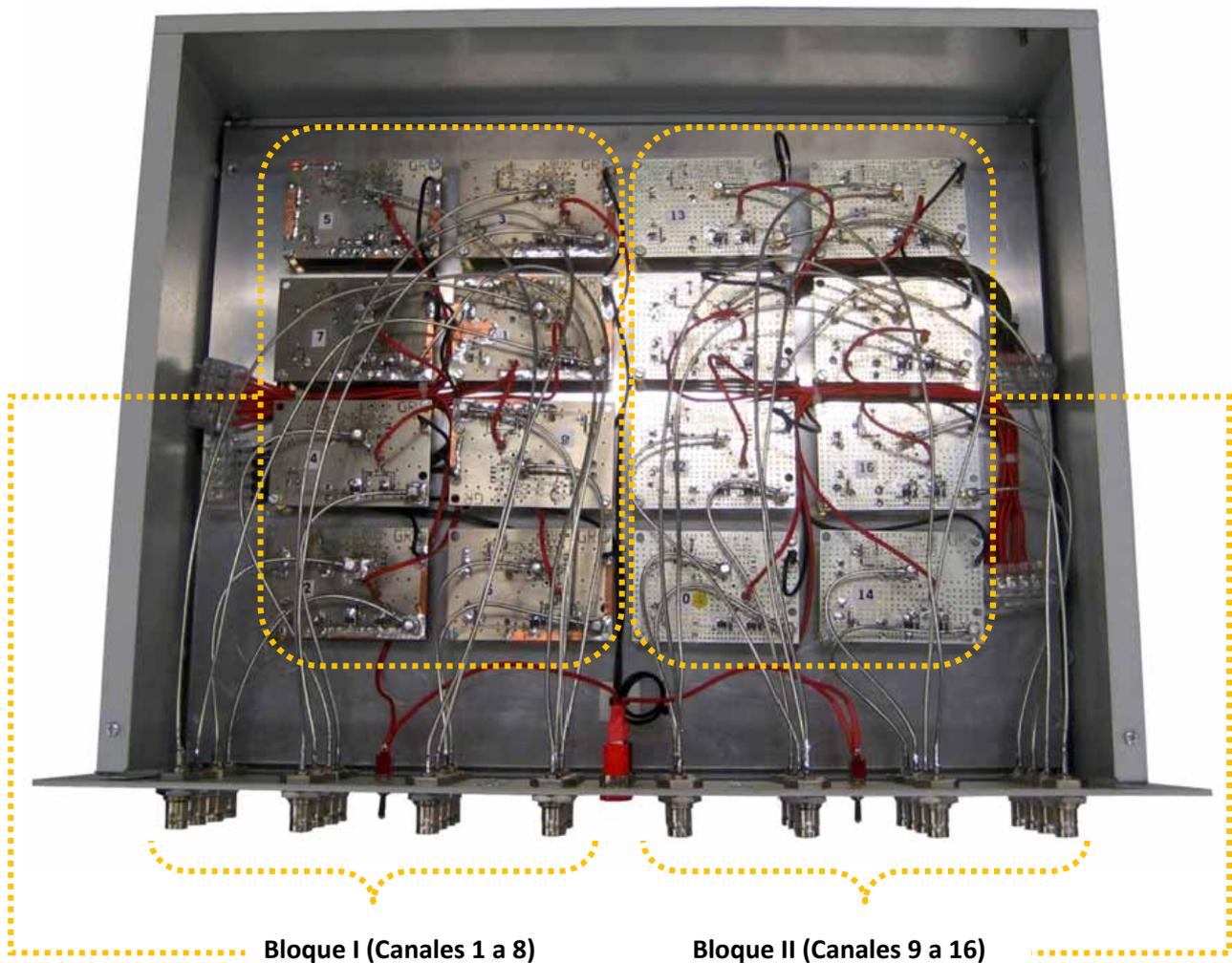


Figura 3-44: Vista superior del Cajón FI

La principal función de los circuitos de esta etapa es filtrar y amplificar la señal de FI. Como vimos en el apartado 2.12.5, la elección de la frecuencia intermedia se realizó de tal manera que cumpliera con las condiciones más importantes para evitar interferencias y sobre todo teniendo en cuenta la disponibilidad de filtros SAW que hay en el mercado. El requisito principal de este filtro es que sea del tipo SAW para así tener una caída abrupta y grande fuera de la banda de paso de nuestra señal. Al conversor analógico-digital le conviene que la frecuencia sea lo más baja posible para poder muestrear bien la señal y así tener un rendimiento mayor. Finalmente la frecuencia intermedia escogida fue $f_{FI}=27.5\text{ MHz}$.

3.3.3. Filtros SAW

Desde que los filtros SAW aparecieron en el mercado a mediados de los años setenta, su utilización en sistemas de comunicaciones como filtros de FI se ha extendido mucho (TV, telefonía, radio...). Los filtros SAW son inherentemente muy robustos y confiables. Debido a que sus frecuencias de operación y las respuestas en la banda de paso se establecen por el proceso fotolitográfico, no requiere de complicadas operaciones de sintonización ni lo pierden a través de un periodo de tiempo. Las técnicas de procesamiento de obleas utilizadas para el semiconductor en la fabricación de los filtros SAW permiten la producción de grandes volúmenes de dispositivos económicos y reproducibles. Por último, su excelente capacidad de rendimiento se logra con un tamaño y peso reducidos en forma significativa, en comparación con las tecnologías competitivas. La principal desventaja de los filtros SAW son sus pérdidas de inserción bastante altas, que suelen encontrarse entre los 25 y 35 dB [1.74].

SAW significa "Surface Acoustic Wave" [1.75], y es que gracias a una onda acústica que se propaga por una superficie es como se consiguen realizar este tipo de filtros. El funcionamiento básico es el siguiente:

A la entrada hay un transductor que realizará la conversión de la energía eléctrica de la señal de entrada en energía acústica. La onda acústica se propagará por la superficie del sustrato hasta llegar al transductor de salida que detectará la señal acústica y se encargará de realizar la conversión inversa, convirtiendo la señal acústica en una señal eléctrica.

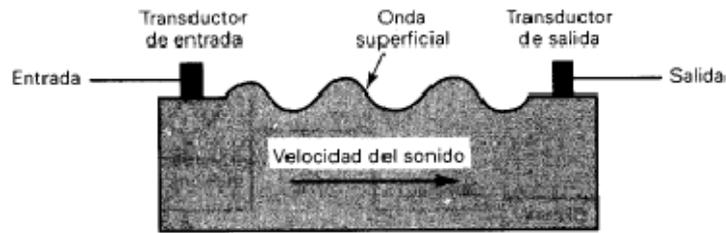


Figura 3-45: Transductor encargado de la conversión [1.74]

La conversión de energía eléctrica en energía acústica se consigue mediante un transductor formado por una serie de hileras, o dedos, metálicos que se encuentra sobre un sustrato de un material de cristal piezoeléctrico. La piezoelectricidad [1.76] es un fenómeno presentado por determinados cristales que al ser sometidos a tensiones mecánicas adquieren una polarización eléctrica en su masa, apareciendo una diferencia de potencial y cargas eléctricas en su superficie. Este fenómeno también ocurre a la inversa, esto es, se deforman bajo la acción de fuerzas internas al ser sometidos a un campo eléctrico. El efecto piezoeléctrico es normalmente reversible: al dejar de someter los cristales a un voltaje exterior o campo eléctrico, recuperan su forma. El cuarzo es un material que tiene esta propiedad, y se utiliza mucho en la fabricación de relojes, haciendo el papel de regulador y estabilizador de la frecuencia a la que se generan los pulsos.

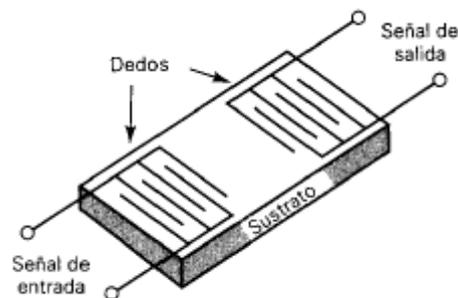


Figura 3-46: Transductor con vista de los dedos [1.74]

Gracias a estos dedos es posible conseguir la acción del filtro. Los centros de los dedos están espaciados a la mitad o un cuarto de la longitud de onda de la frecuencia central deseada. Conforme las ondas acústicas viajan a través de la superficie del sustrato, se reflejan hacia un lado y otro, mientras que chocan sobre los dedos. Dependiendo de la longitud de onda acústica y los espacios entre los dedos, parte de la energía reflejada atenúa y cancela la energía de la onda incidente (esto se llama interferencia destructiva), mientras que otra parte de la energía le ayuda (interferencia constructiva). Las frecuencias exactas de la energía

acústica que se cancelan dependen de los espacios que hay entre los dedos. El ancho de banda del filtro se determina por el grosor, el número de dedos y la separación entre ellos.

El filtro SAW básico es bidireccional, es decir que la mitad de la potencia se difunde hacia el transductor de salida mientras que la otra mitad se difunde hacia el final del sustrato de cristal y se pierde. En consecuencia, los filtros SAW tienen una pérdida de inserción relativamente alta. Este defecto puede superarse hasta cierto grado, utilizando una estructura más compleja llamada transductor unidireccional, que lanza la onda acústica en una sola dirección.

Los transductores unidireccionales tienen una estructura bastante compleja. Su elemento principal son las "celdas trifásicas". Se puede considerar este transductor de tres fases como si fuesen 3 transductores simples con desplazamiento de fase espacial. La separación de los electrodos es de un tercio la longitud de onda de la frecuencia central deseada.

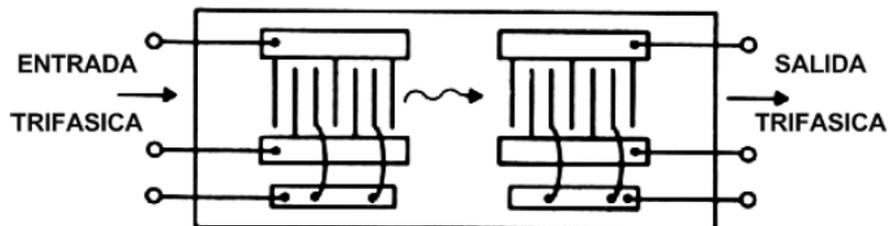


Figura 3-47: Filtro SAW elemental [1.74]

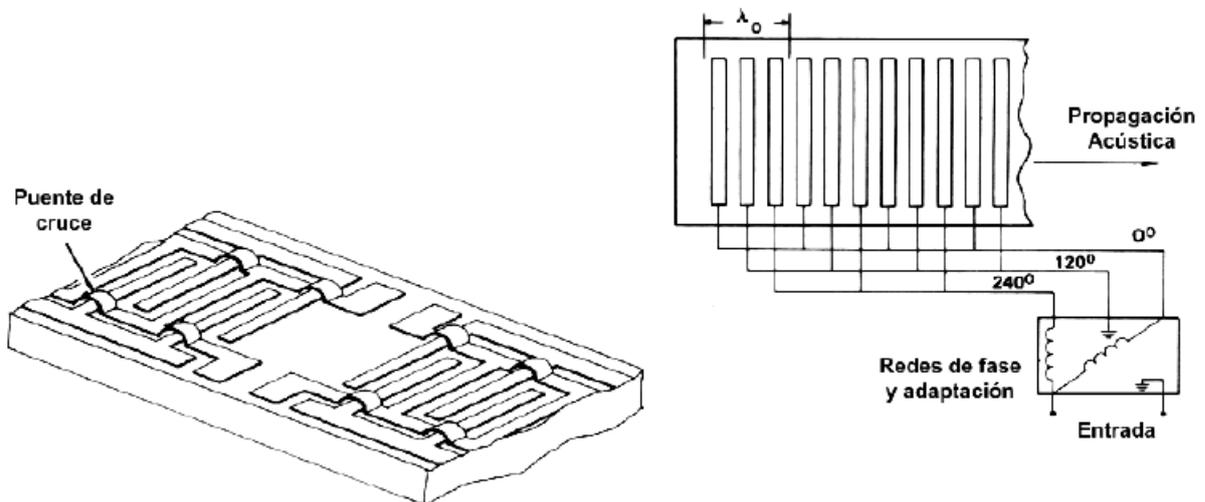


Figura 3-48: Celda Trifásica [1.74]

Combinando esta estructura con una red desfasadora constituida por uno o dos elementos reactivos se consigue que la energía vaya en una única dirección. Al ser filtros transversales, se puede entender mejor su funcionamiento si se estudia en el dominio del tiempo. Como se

puede tomar como un filtro de respuesta a impulsos finitos (FIR), éste estará compuesto por una serie de elementos de retardo de tiempo en cascada, los cuales son muestreados en puntos intermedios a lo largo de la línea de retardo. A continuación se muestra el esquema de un filtro transversal.

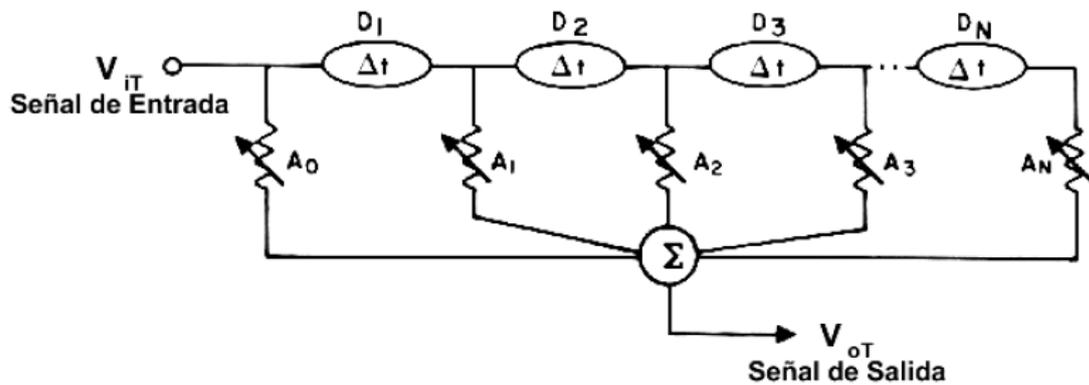


Figura 3-49: Esquema de un filtro transversal [1.74]

Los electrodos, o dedos, poseen la habilidad de muestrear dentro del filtro, y la distancia entre éstos determinan el retardo relativo. Para un muestreo uniforme en un transductor SAW los retardos están dados por:

$$\Delta t = \frac{D}{v_a}$$

Donde D es la distancia entre electrodos, y v_a es la velocidad de propagación acústica. Estableciendo diferentes inserciones de electrodos entre electrodos adyacentes se puede variar la atenuación. Esto se corresponde con el parámetro A . Luego el proceso de la señal a través de una serie de retardos D , está acompañada de retardos cuya magnitud es controlada por los atenuadores A y todas las salidas son totalizadas en el sumador.

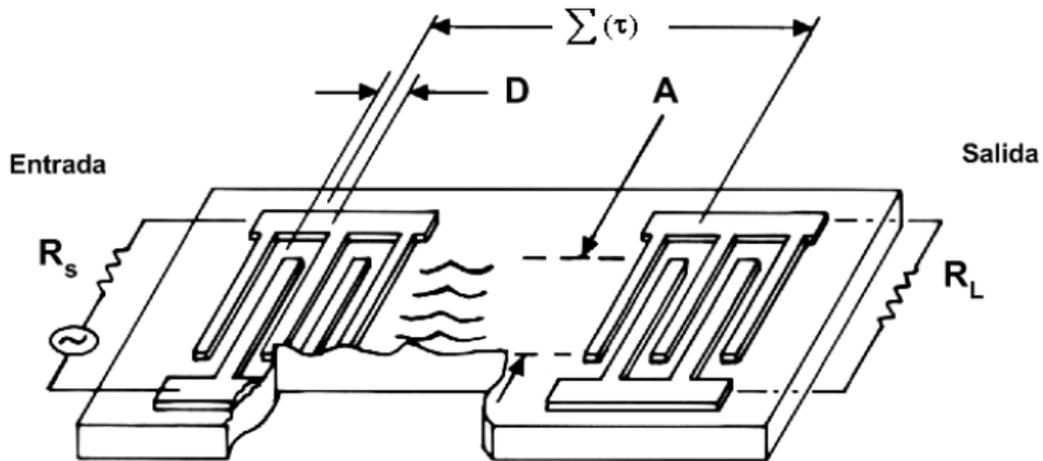


Figura 3-50: Esquema elemental de un filtro SAW [1.74]

Como ejemplo supongamos un filtro de 15 dedos (derivaciones), donde cada una de ellas provee un retardo D y la atenuación A de cada dedo es uniforme (como el de la figura). Esto dará una respuesta en el tiempo del sistema de un pulso cuya anchura es el retardo total existente entre los dedos.

$$\sum(\tau) = D_1 + D_2 + D_3 + \dots + D_n$$

Si observamos la respuesta en frecuencia, se puede apreciar que la banda a -3dB es igual a la inversa del retardo total. Esta respuesta de tipo $\text{sen}(x)/x$ tendrá el primer lóbulo lateral 13dB por debajo del lóbulo principal.

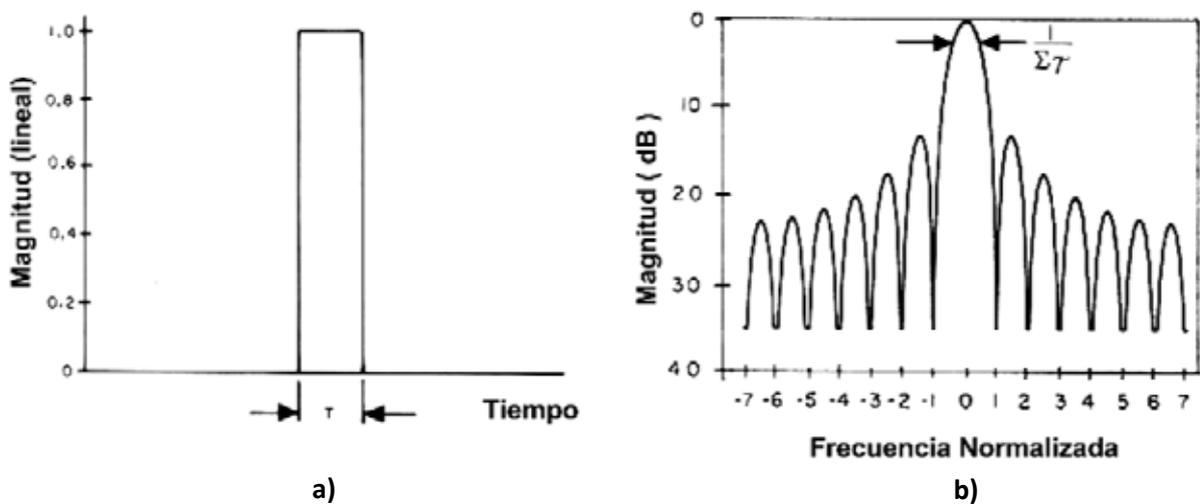


Figura 3-51: a) Filtro transversal con distribución uniforme b) Respuesta en frecuencia [1.74]

Por lo tanto, lo angosto del ancho de banda requerido depende del retardo y de la longitud física. Como esta función de transferencia no es la que se va buscando para poder filtrar una señal, tendremos que realizar una distribución de los dedos no tan uniforme.

Para ello sabemos que en frecuencia queremos una función de transferencia cuadrada como la representada en la Figura 3-53 (b). Su correspondiente representación en el tiempo, gracias a la transformada inversa de Fourier, es la representada en la Figura 3-53 (a). La implementación física de lo anterior está representada en la Figura 3-53(c). Ahora sí, la respuesta en frecuencia tiene una forma rectangular y un rechazo de 50dB del primer lóbulo lateral.

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega$$

Figura 3-52: Transformadas de Fourier (frecuencia y tiempo) [1.74]

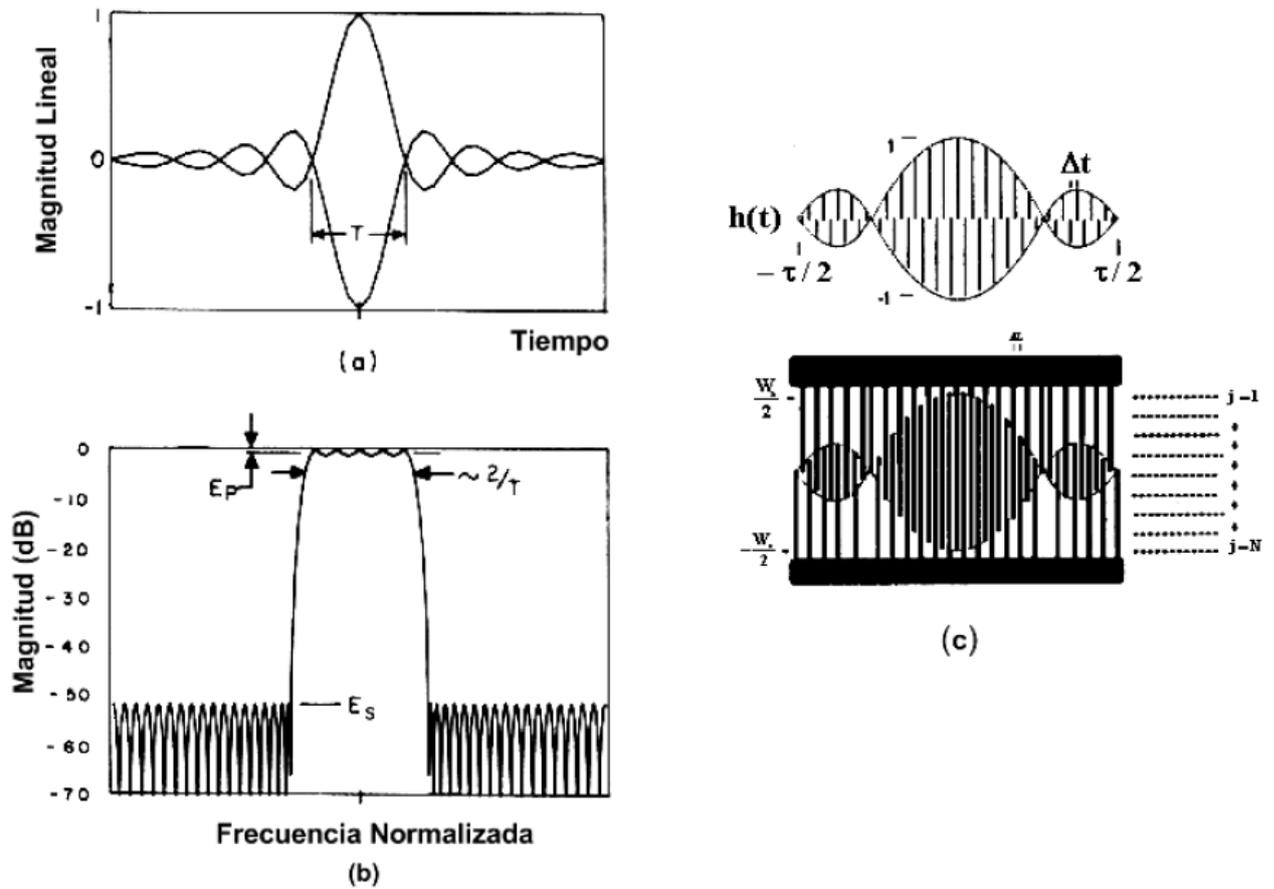


Figura 3-53 Filtro transversal con inserción de dedos variable de acuerdo a la función de la figura a) y con respuesta en frecuencia como la de la figura b). c) Forma de los dedos en distribución [1.74]

3.3.4. Filtro SIPAT SP27.5-3.4

El elegido fue el filtro SAW perteneciente al fabricante SIPAT, con una frecuencia central de 27,5MHz y con una banda de paso de 3.42MHz a -1dB y de 3,74MHz a un nivel de -3dBm. Por lo tanto este filtro se ajusta muy bien a la señal HRPT que tiene que filtrar, cuyo ancho de banda es de 3.5MHz.

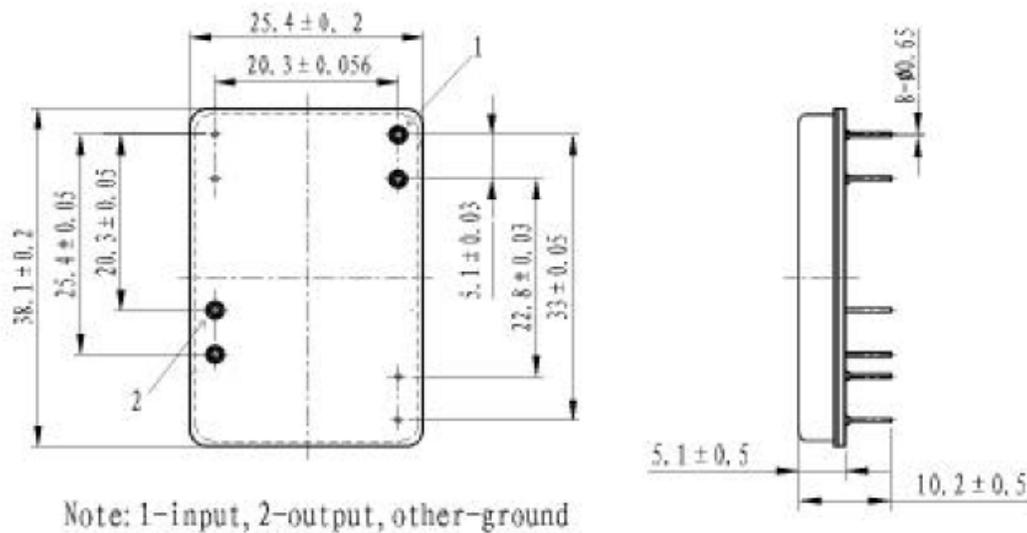


Figura 3-54: Dimensiones del filtro FI SIPAT [7.4.4]

Los mayores inconvenientes que presenta este filtro son su mala adaptación (-1.11 dB, Figura 3-55) y sus altas pérdidas (22.21 dB, Figura 3-56), ambas características típicas de este tipo de filtros. Pero a cambio ofrece una gran atenuación fuera de la banda de paso con casi 53dB de caída.

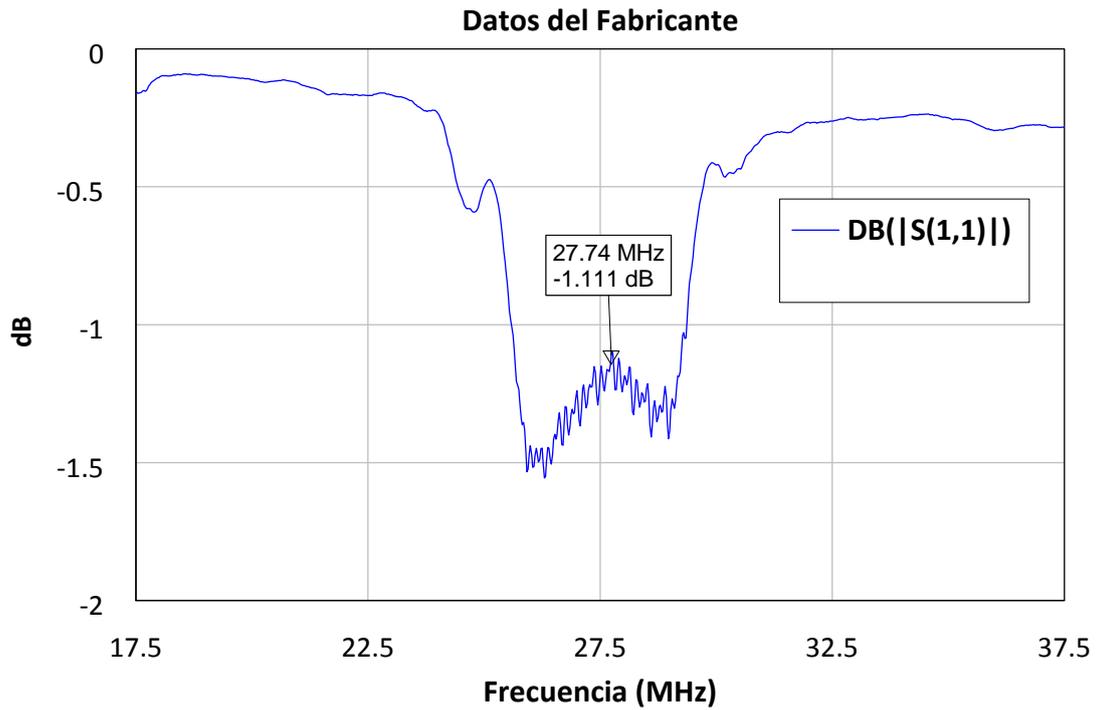


Figura 3-55: Medidas proporcionadas por el Fabricante - Adaptación del Filtro FI

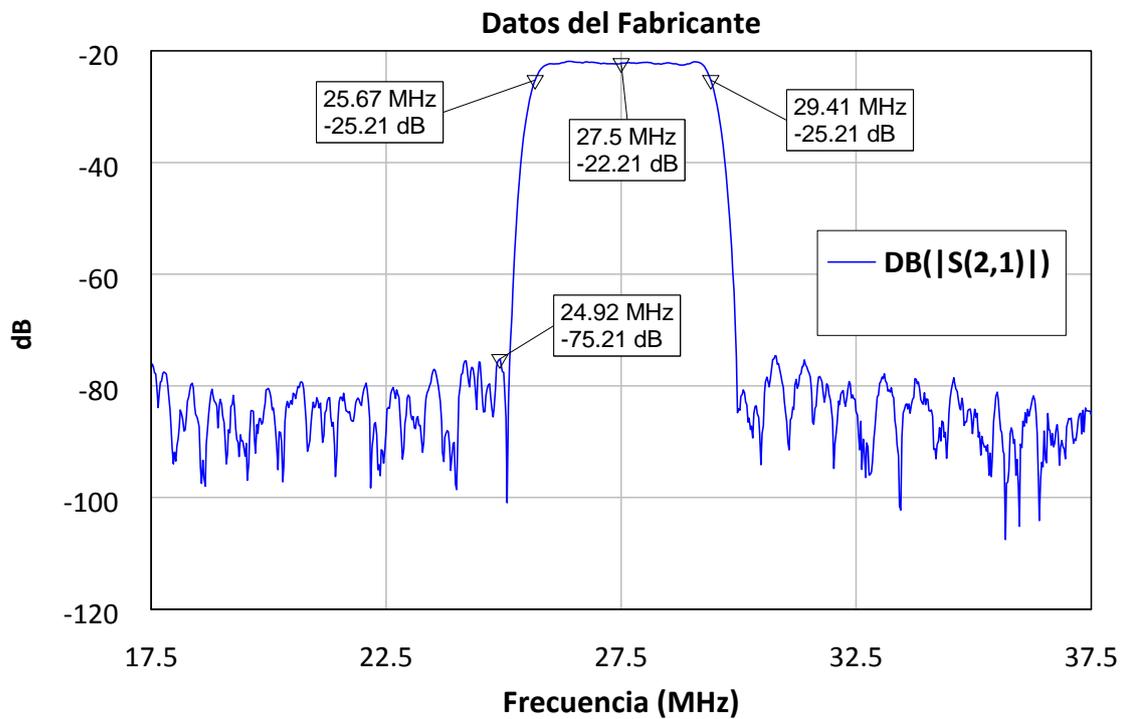


Figura 3-56: Medidas proporcionadas por el Fabricante - Transmisión del Filtro FI

Para intentar solucionar esas altas pérdidas y la mala adaptación se diseñaron y simularon redes de adaptación para la entrada y la salida del filtro, adaptadas a la impedancia del circuito de $Z_0 = 50\Omega$.

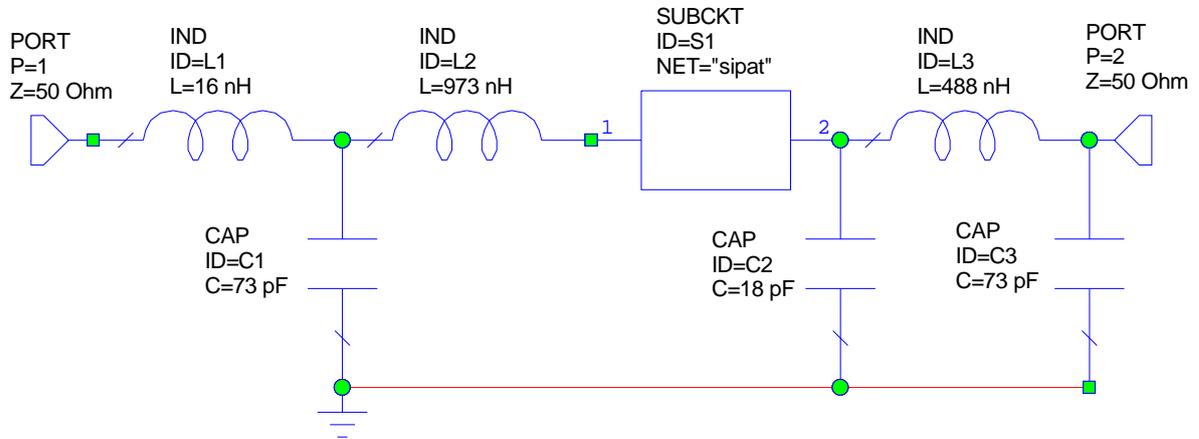


Figura 3-57: Red de adaptación de los filtros de FI

Las características de adaptación y transmisión del filtro que presenta con la red de adaptación son las siguientes:

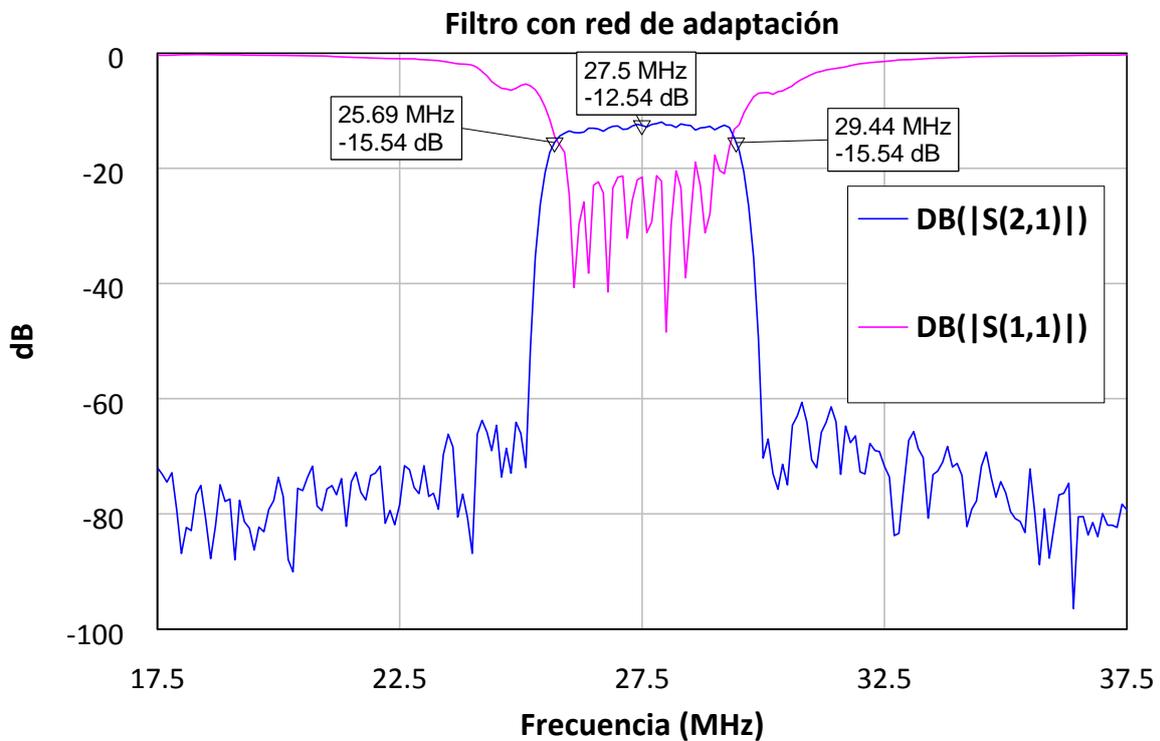


Figura 3-58: Adaptación y Transmisión de la primera simulación

Se puede apreciar una mejora sustancial en cuanto a la adaptación que se ve reflejada también en una atenuación menor en la transmisión. Ha pasado de atenuar 22.21dB a atenuar 12.54dB. La adaptación se ha mejorado hasta mantener la reflexión por debajo de los -20dB en la banda de paso, frente a los -1.1dB sin la red adaptadora.

Se realizó un segundo estudio de una red de adaptación:

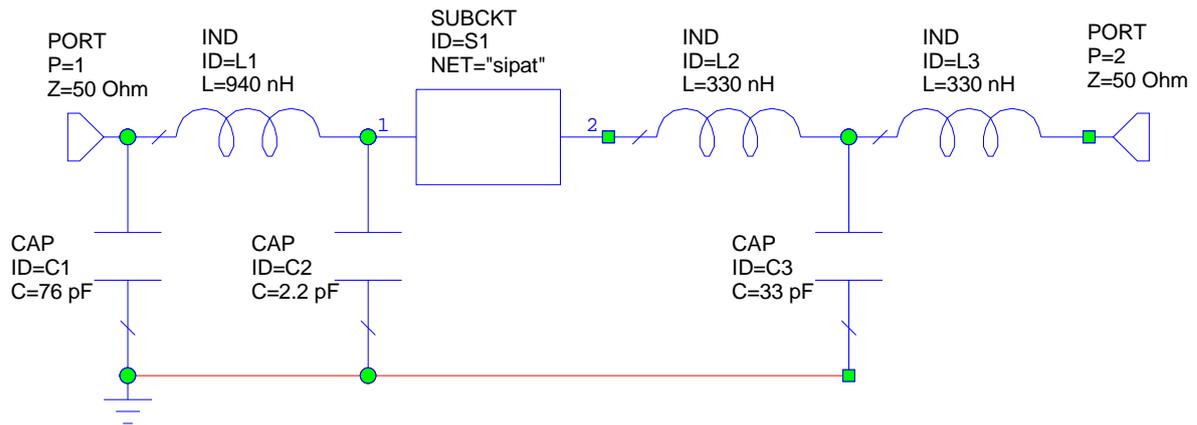


Figura 3-59: Segundo estudio de red adaptadora

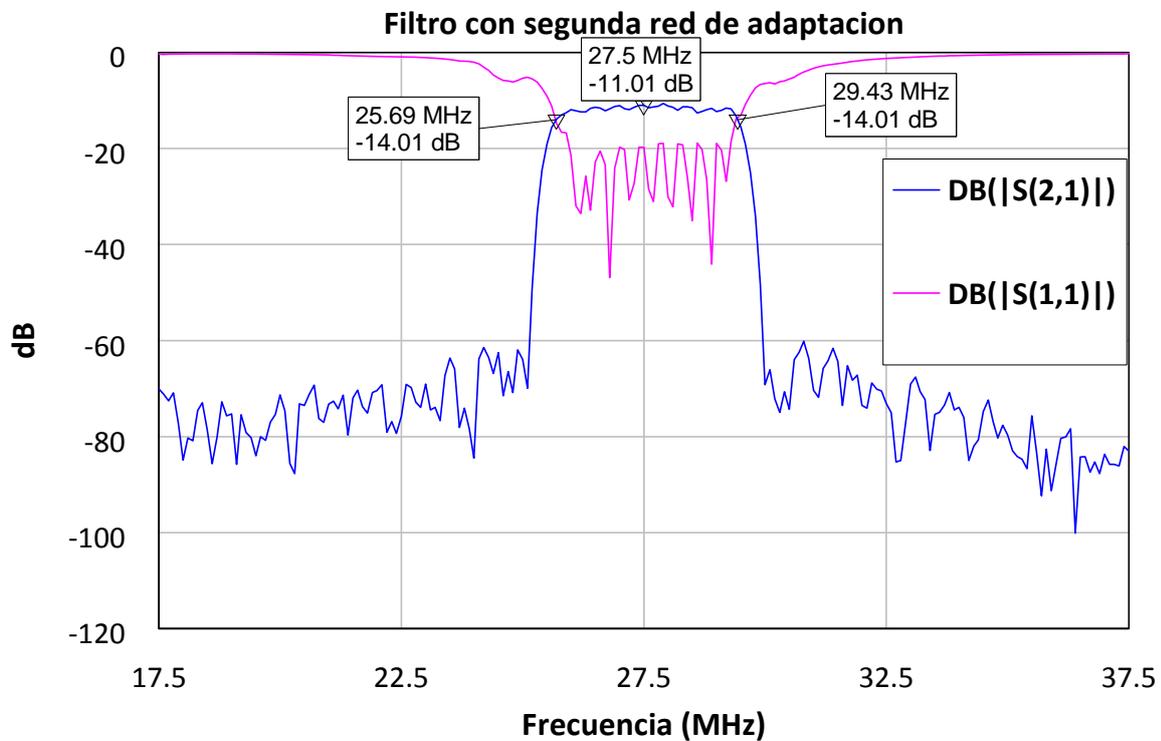


Figura 3-60: Adaptación y Transmisión de la segunda simulación

Si se compara el rendimiento de ambas redes junto con los datos originales proporcionados por el fabricante podemos hacer una estimación de cuan eficientes son las redes:

Figura 3-61: Comparación en transmisión de las simulaciones con los datos del fabricante

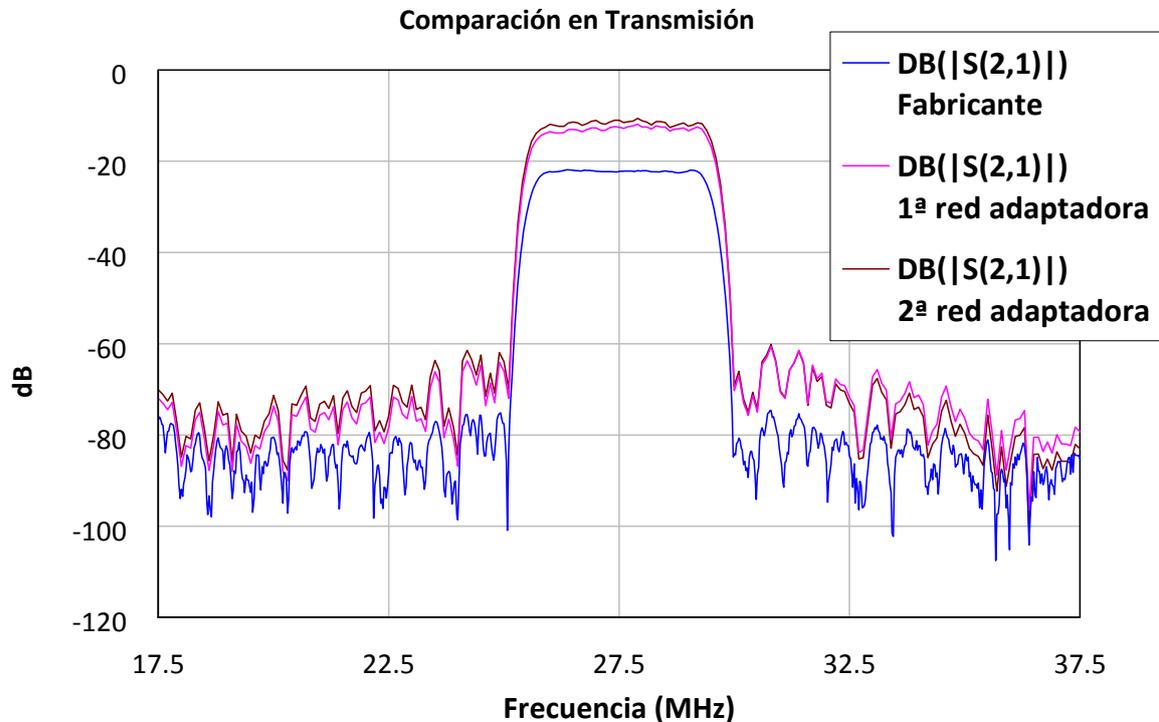


Figura 3-62: Comparación en Transmisión de las simulaciones con los datos del fabricante

Con ambas redes se consiguen resultados muy similares. En cuanto a la transmisión, se aprecia que la segunda red tiene un comportamiento un poco mejor. En la banda de paso gana 1dB pero fuera de la banda de paso el comportamiento de ambas redes es muy similar. En cuanto a la adaptación, la primera red es mejor que la segunda red que se diseñó. La ventaja de la segunda red en ganancia no compensa la adaptación de la primera red, que es algo mejor. La diferencia de ganancia se compensará con los amplificadores posteriores al filtro, por ello en la elección nos inclinamos por el primer diseño.

Resumen de las características en simulación:

Frecuencia central	27.5 MHz
Ancho de Banda a -3dBm	3.74MHz
Pérdidas de inserción	-12.54dB
Atenuación fuera de la banda	54dB

3.3.5. Amplificador de FI

La misión del amplificador de FI es tratar de compensar todas las pérdidas de ganancia producidas a lo largo del proceso de conversión, introduciendo el menor ruido posible. A pesar de que la figura de ruido la marque principalmente el LNA que hay al comienzo de toda la cadena, como vimos en 3.2.4, conviene que tenga el menor factor de ruido posible.

Los amplificadores de FI son la última etapa antes de la entrega de la señal al conversor A/D. Para que éste pueda realizar bien la conversión, necesita una potencia máxima de 10dBm como vimos en 2.7.3. Por lo tanto ¿cuánto ha de amplificar esta etapa? Para realizar estos cálculos, tenemos que irnos a las especificaciones del circuito MAX2102. En ellas se especifica que la potencia de entrada que admite va desde -19dBm como máximo hasta -69dBm como mínimo. También especifican que la ganancia máxima del LNA interno con control automático de ganancia rondaba los 50dB.

Posteriormente cuando se realizaron las caracterizaciones de los circuitos mezcladores se obtuvieron ganancias mayores que 50dB y por tanto admitía potencias inferiores a -69dBm, pero el margen superior de -19dBm lo seguimos manteniendo para no dañar el dispositivo.

Pongámonos en el peor de los casos teóricos, $P_{IN} = -69dBm$. La potencia de salida máxima que sería capaz de entregar el mezclador es:

$$P_{OUT} = P_{IN} + G = -69dBm + 50dB = -19dBm$$

Esta señal pasará ahora a través del filtro que introduce unas pérdidas según la simulación, de $L = -12.5dB$. Nos queda una potencia de entrada al amplificador de FI:

$$P_{IN_AMP} = P_{OUT_MEZCLADOR} + L_{Filtro} = -19dBm - 12.5dB = -31.5dBm$$

La potencia máxima que le puede ser entregada al conversor A/D es 10dBm. Luego el amplificador de FI deberá tener una ganancia de:

$$P_{OUT_AMP} = P_{MAX_A/D} = P_{IN_AMP} + G_{AMP}$$

$$10dBm = -31.5dBm + G_{AMP}$$

$$G_{AMP} = 41.5dB$$

Esta cantidad es un número aproximado, ya que si el amplificador escogido tuviera una ganancia superior no es tan grave. Ello haría que el LNA del circuito conversor MAXIM estuviese un poco más holgado y evitaría saturarlo. Este hecho mejora la calidad de la relación señal a ruido al evitar saturar los amplificadores. (Figura 3-24)

3.3.6. Amplificador ECG001B-G

El amplificador escogido fue el **ECG001B-G** del fabricante **WJ**. Es un amplificador de propósito general que posee una ganancia elevada ($G=22.6$ dB a 500MHz), una figura de ruido relativamente baja ($NF=3.4$ dB) y un consumo de tan solo 30mA alimentándolo a 3.4V. Viene montado en un encapsulado de montaje superficial de tipo SOT-89.

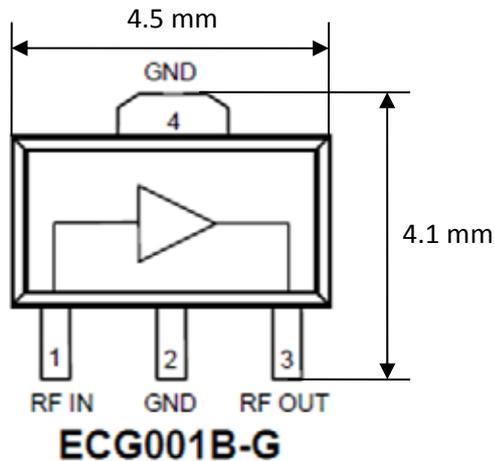


Figura 3-63: Diagrama funcional y dimensiones del encapsulado SOT-89 [7.4.5]

Como con un amplificador no se alcanza la ganancia mínima deseada (41.5dB), instalaremos dos de ellos en serie por cada circuito. Puede operar con señales de hasta 6GHz, y su ganancia disminuye a medida que opera a frecuencias más elevadas.

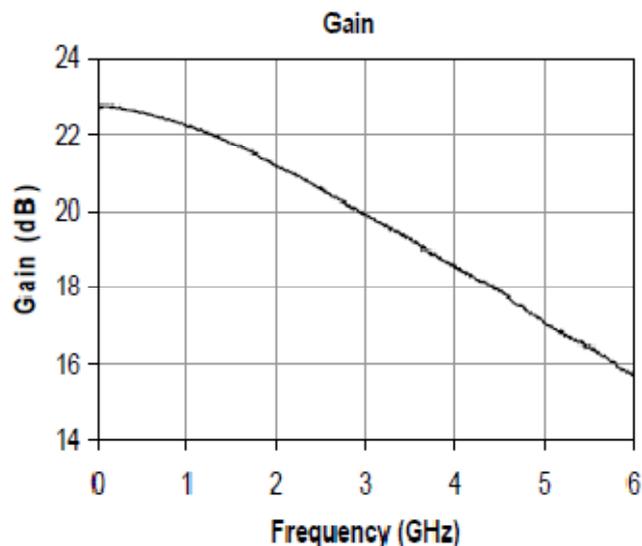


Figura 3-64: Comportamiento del amplificador extraído de las hojas de datos [7.4.5]

Según los datos del fabricante, su punto de 1dB de compresión a la salida es de 12,5dBm. Al ser dos amplificadores en serie, vamos a calcular las potencias máximas de entrada que son capaces de admitir sin que uno sature al otro, nuevamente para evitar la degradación de la señal. Analizamos de atrás a adelante.

Para evitar saturar los amplificadores, tras el último amplificador no se puede superar el P_{1dB_OUT} . Por lo tanto la potencia

$$P_{1dB_IN} = P_{1dB_OUT} - G = 12.5dBm - 22.6dB = -10.1dBm$$

$$P_{2IN_max} = P_{1dB_IN} = -10.1dBm$$

$$P_{2IN} = P_{1OUT} ; P_{1OUT} = P_{1IN} + G$$

$$P_{1IN} = P_{1OUT_max} - G = P_{2IN_max} - G = -10.1dBm - 22.6dB = -32.7dBm$$

Luego de esta manera sabemos que la potencia máxima que puede haber a la entrada del primer amplificador, es decir a la salida del filtro de FI, para evitar saturarlos es de $P_{1IN_max} = -32.7dBm$. Si a este valor le sumamos las pérdidas del filtro obtenemos la potencia máxima de entrada al circuito de FI completo.

$$P_{IN_FI_MAX} = P_{1IN_max} - L_{Filtro} = -32.7dBm + 12.5dB = -20.2dBm$$

La interpretación de este valor es que la potencia máxima que nos debe entregar el mezclador para no saturar ningún amplificador es de -20.2dBm. Este factor ayudará a que el LNA del mezclador tampoco se sature y por ello mejore la calidad de la señal recibida, ya que la SNR será mayor cuanto menos saturados estén los amplificadores.

En cuanto a la alimentación del amplificador, el fabricante recomienda el siguiente circuito:

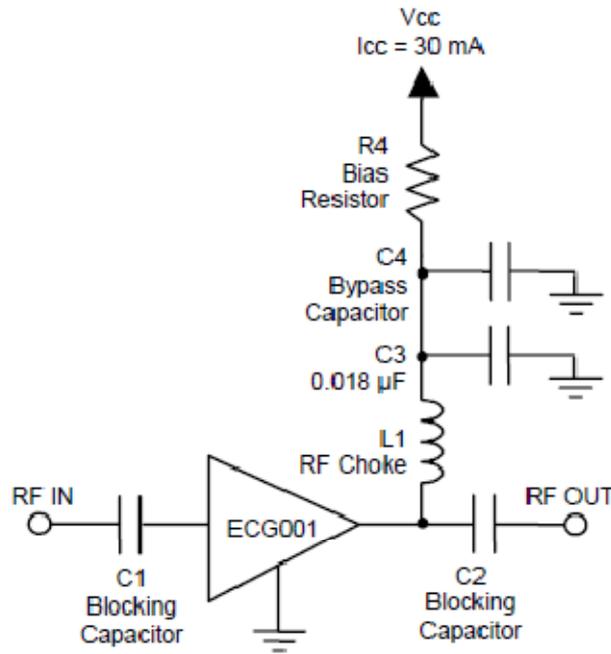


Figura 3-65: Circuito de alimentación propuesto por el fabricante [7.4.5]

La resistencia R4 es fundamental para regular el voltaje que caerá sobre el amplificador. Este amplificador necesita un voltaje de alimentación de 3.4V. En nuestro diseño hemos decidido colocar una tensión de alimentación más genérica de VCC=5V. Por lo tanto en la resistencia R4 deberá caer la diferencia, 1.6V. Como sabemos la corriente que consume el amplificador (30mA), podemos hallar el valor del resistor utilizando la Ley de Ohm.

$$V = I \cdot R \rightarrow R = \frac{V}{I}$$

$$R = \frac{1.6}{I} = \frac{1.6}{0.03A} = 53.33\Omega$$

En nuestro diseño hemos colocado unas resistencias algo mayores, de 56Ω, al no disponer de resistencias del valor exacto que requiere.

Los condensadores C1 y C2 son los condensadores de desacoplo. La función que tienen éstos es dejar pasar las señales de altas frecuencias, y a la vez impedir que las señales de baja frecuencia salgan del mismo. De esta manera se protege a los componentes de las corrientes de alimentación de los amplificadores que pueden dañarlos. Este funcionamiento se puede entender bien si analizamos la impedancia de un condensador:

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C}$$

Por lo tanto, a altas frecuencias, esto se comporta como un cortocircuito y a bajas frecuencias su valor tiende a infinito, es decir se comporta como un circuito abierto. En el diseño se colocaron condensadores por valor de 1nF.

El comportamiento inverso sucede con la Bobina L1. Esta bobina lo que tratará es bloquear las altas frecuencias y dejar pasar las bajas frecuencias. Nuevamente analizando la impedancia de este componente comprenderemos por qué:

$$Z_L = j\omega L$$

Luego con alta frecuencias su valor tenderá a infinito, comportándose pues como un circuito abierto. Por el contrario a bajas frecuencias su valor tenderá a cero, adquiriendo el comportamiento de un cortocircuito. La bobina que se empleó en el diseño tiene un valor de 472nH.

Resumen de las características:

Tensión de alimentación	5 V
Consumo	30 mA
Ganancia	22.6 dB
Figura de ruido	3.4 dB
P _{1dB} a la salida	12.5 dBm
P _{1dB} a la entrada	-10.1 dBm

3.3.7. Generador de ruido SMN7108

El componente SMN7108 es un generador de ruido alimentado a 12V. INSA propuso su instalación a modo de fuente de ruido para poder realizar calibraciones del demodulador digital. Con este generador de ruido se puede simular para diferentes situaciones y así obtener diferentes SNR.

3.3.8. SPDT Switch HSWA2-30DR+

Es un switch capaz de operar con señales de hasta 3GHz. Viene ensamblado en un encapsulado de tipo TQFN-20 (Thin Quad Flat No Leads Package de 20 pads) de reducidas dimensiones. Necesita un voltaje de alimentación VDD=3V y sus pérdidas de inserción son muy reducidas.

Este dispositivo tiene dos entradas y una salida controlada por unas señales de control (Figura 3-66). En función de esas señales (**Control 1** y **Control 2**) tendrá en el puerto de salida **RF COM** las siguientes señales de entrada:

Tabla 15: Lógica de control del switch

Control 1	Control 2	Salida
0V	0V	Terminación interna de 50Ω (0V)
VDD	0V	RF1
0V	VDD	RF2

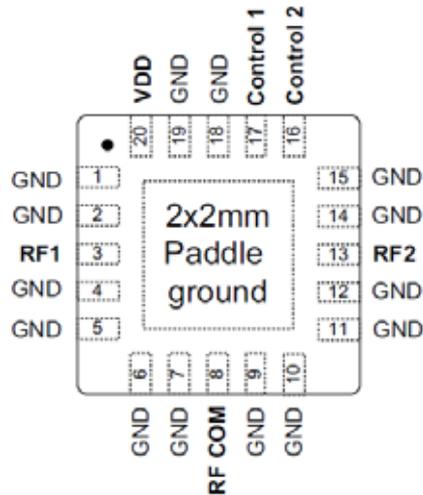


Figura 3-66: Configuración de los pines (Vista superior) [7.4.7]

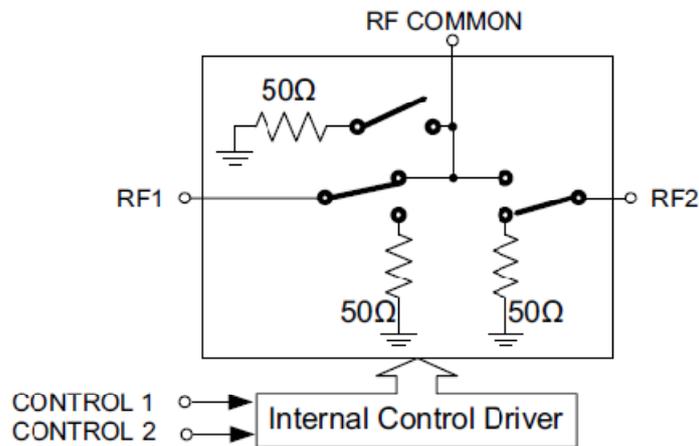


Figura 3-67: Diagrama funcional del switch [7.4.7]

La configuración empleada conecta en la entrada RF2 la salida del generador de ruido y la entrada RF1 se queda inactiva soldada a masa. Por lo tanto sólo será necesaria la señal **Control 2** dejando **Control 1** conectada a masa. Los resultados posibles que puede entregar este dispositivo son o bien la señal resultante del generador de ruido, o una señal nula.

En definitiva, su función es pues decidir en función de la señal Control 1 si la señal del generador de ruido debe o no mezclarse con la señal de FI o no.

3.3.9. Combinador de potencia ADP-2-1

Este componente es el que combinará en una única señal la señal de FI proveniente del Cajón RF y la señal que devuelva el switch por su puerto de salida RF OUT.

Va alojado en un encapsulado de tipo CD636 como el que muestra la Figura 3-68. Tiene unas pérdidas de inserción también muy reducidas, 0.3dB.

No necesita alimentación, debido a que es un componente pasivo.

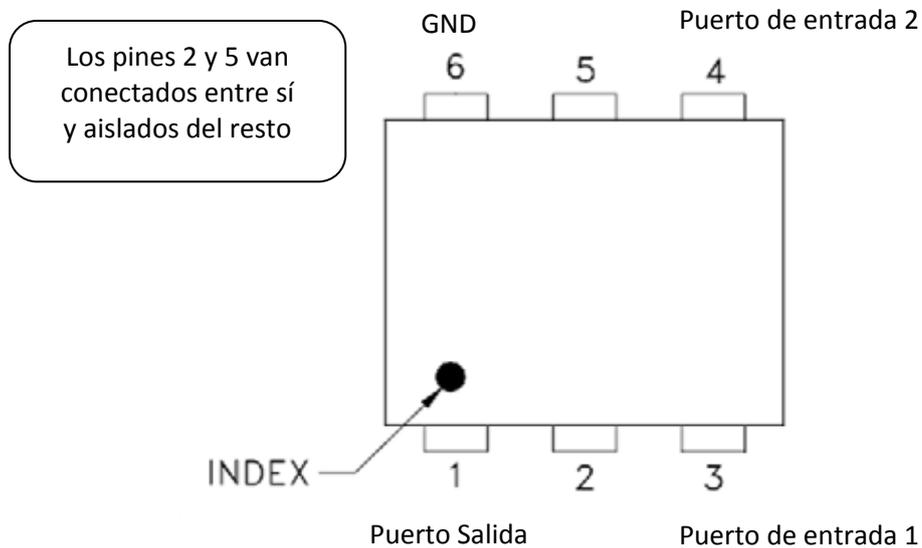


Figura 3-68: Configuración de los pines del combinador [7.4.8]

3.3.10. Circuito de FI

Todos los componentes que se van a emplear, tanto los anteriormente mencionados, como los componentes pasivos de sus redes de adaptación y alimentación, son de montaje superficial para poder diseñar un circuito compacto.

Los componentes pasivos (Resistencias, Bobinas y Condensadores) se escogieron con encapsulado de tipo SMD de distintas dimensiones y valores en función de la disponibilidad del mercado. En ciertos casos como por ejemplo la bobina que hay en la red de adaptación del filtro a su entrada (Figura 3-57) con un valor de 973nH se ha aproximado con tres bobinas en serie de valores 390nH, 330nH y 260nH, formando en total una bobina de valor 980nH.

Como la frecuencia de trabajo es relativamente baja, bastará con emplear un sustrato de fibra de vidrio con los planos inferior y superior metalizados de cobre.

Para facilitar el montaje a masa de los componentes, el circuito será de tipo coplanar, es decir, se construirá aislando la pista del plano de masa. A su vez para tener una referencia a masa aún mayor, se realizarán vías metalizadas que comuniquen con el plano metálico inferior alrededor de las pistas y de los componentes. Estas vías metalizadas se realizarán con remaches de cobre que hacen que sea posible la continuidad entre ambos planos atravesando el dieléctrico (Figura 3-69).

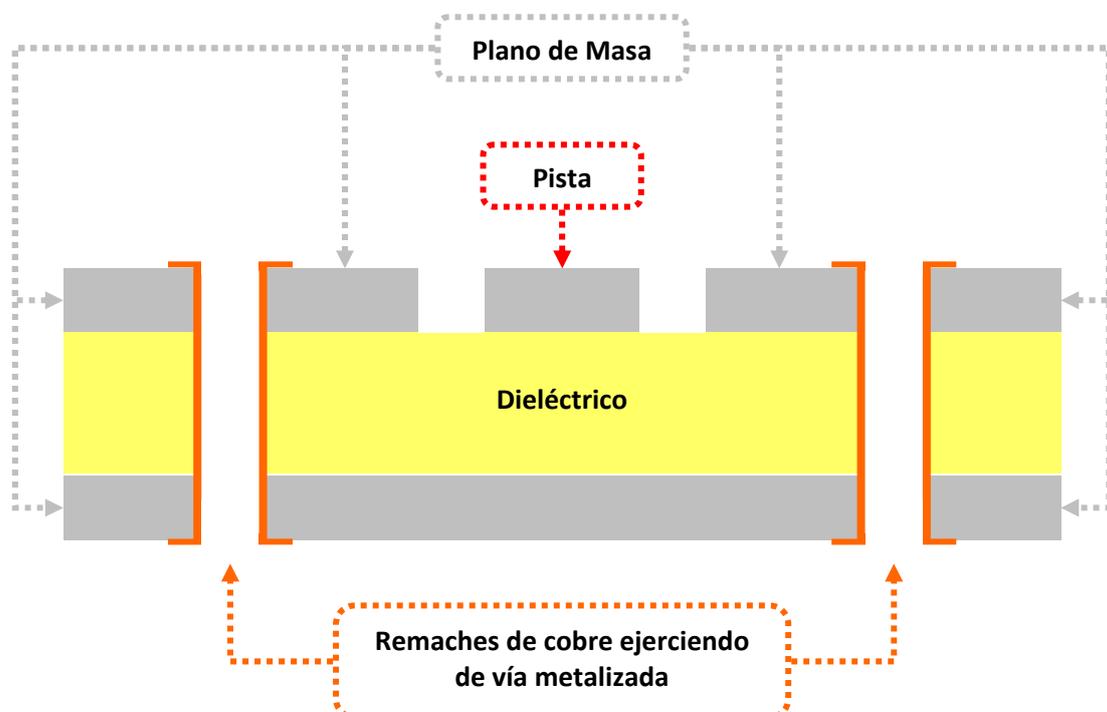


Figura 3-69: Sección de la placa

Los puertos de entrada y de salida son conectores de tipo MCX hembra de montaje superficial [7.1.7]. Se escogió este tipo de conector por sus bajas pérdidas, reducidas dimensiones, su rigidez de conexión y buen precio. Los conectores BNC hembra [7.1.4] que se instalaron en el panel frontal del Cajón de FI (Figura 3-43) se conectan a los circuitos mediante unos cables acabados en conectores MCX macho [7.1.6].

Para los conectores de alimentación y masa se emplearán pines a los cuales se les soldarán los cables de alimentación desde el panel frontal.

A continuación se representa esquemáticamente la configuración de los componentes empleados y cómo van conectados entre sí en el circuito.

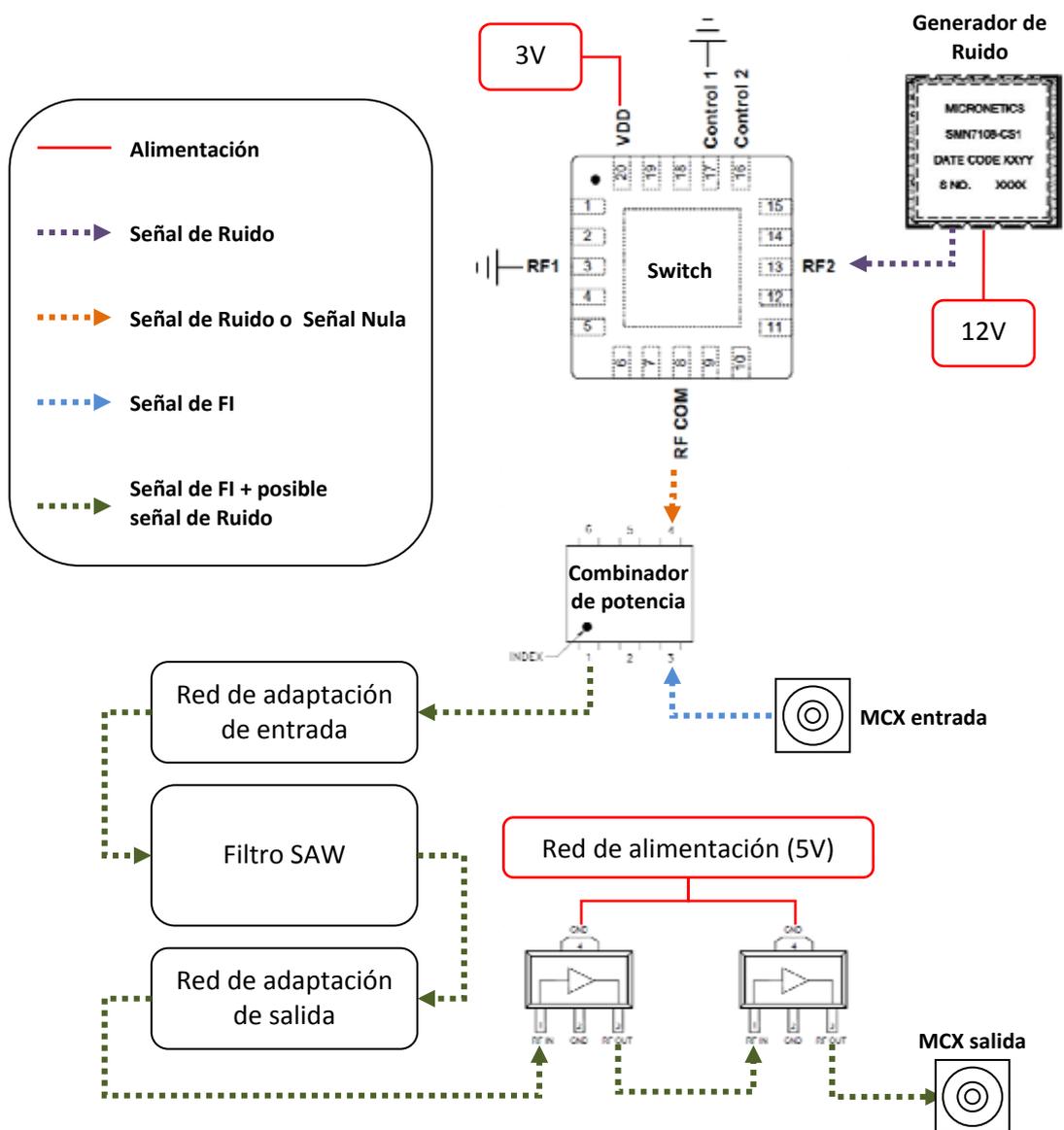


Figura 3-70: Esquema del Circuito de FI

El circuito debería tener un comportamiento esperado con una ganancia total

$$G_{\text{Circuito FI}} = L_{\text{Filtro SAW}} + G_{\text{Amplificador}} + G_{\text{Amplificador}}$$

$$G_{\text{Circuito FI}} = -12.5\text{dB} + 22.6\text{dB} + 22.6\text{dB} = 32.7\text{dB}$$

Este valor teórico nos servirá de referencia, aunque no se están teniendo en cuenta las pérdidas que puedan ocurrir al integrarlos todos.

3.3.11. Primer diseño del Circuito de FI

El primer diseño que se realizó para albergar todos los componentes anteriormente descritos es el que se representa en el plano de la Figura 7-13.

La implementación física del circuito se representa a continuación.

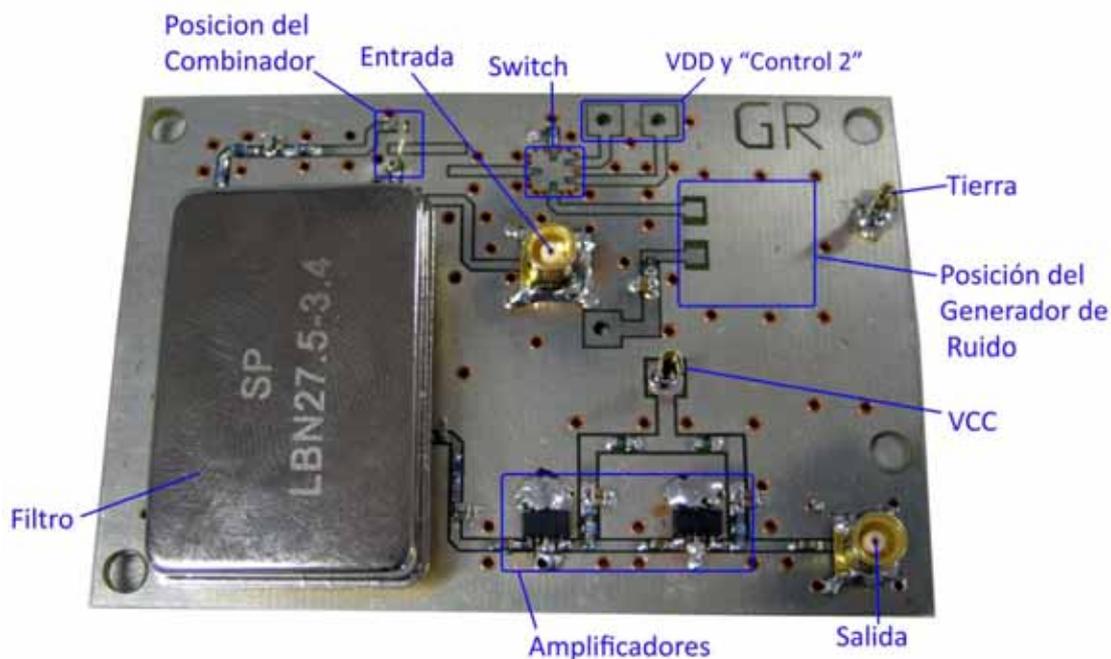


Figura 3-71: Diseño del circuito de FI

En la fotografía se aprecia como algunos de los componentes no están incorporados en el circuito a pesar de haber habilitado un emplazamiento para ellos. En concreto faltan: el generador de ruido, el switch, el combinador de potencia, sus componentes pasivos y pines de alimentación y control respectivamente. Para llevar a cabo las primeras pruebas de recepción, estos componentes no eran estrictamente necesarios y a pesar de tener el diseño realizado, por motivos de disponibilidad en las compras, faltaban algunos de los componentes. INSA propuso dejar su instalación para una futura ampliación y mejora de los circuitos de FI y por el momento mantener lo propiamente indispensable de la etapa de FI que son el filtro y los

amplificadores. Al no disponer de estos elementos, para poder enlazar la entrada del circuito con la entrada del filtro hubo que puentear la zona donde se sitúa el combinador de potencia.

Llegaba el momento de comprobar si todos los componentes funcionaban como era debido. Para realizar las pruebas y caracterizaciones, se montaron sobre el primer circuito zócalos para acoplar el filtro y poder cambiarlo fácilmente. Esto se debe a que el filtro es muy fácil de soldar al circuito, pero prácticamente imposible de desoldarlo debido a que se suelda por la cara opuesta y sus pines están muy separados. Ello implica calentar mucho una gran superficie para poder desoldarlo. Los amplificadores sin embargo no presentan en absoluto este inconveniente y debido a esto se fueron acoplando progresivamente.

Se comenzó caracterizando el circuito únicamente con el filtro y puentear los amplificadores como muestra la Figura 3-72.

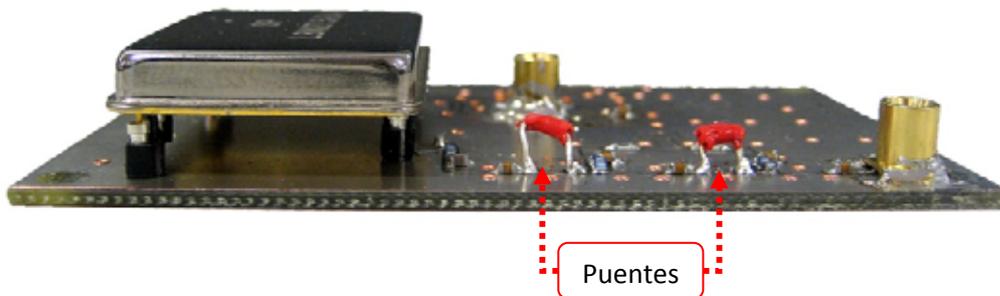


Figura 3-72: Vista lateral durante la caracterización del filtro.

Posteriormente se sustituiría uno de los puentes por un amplificador para realizar la caracterización "Filtro + Amplificador" y tras esas medidas ya se sustituiría el otro puente para disponer del circuito completo.

Caracterización de Filtro FI

Podemos comprobar que el comportamiento es algo peor que el esperado en la simulación, pero no está tan mal.

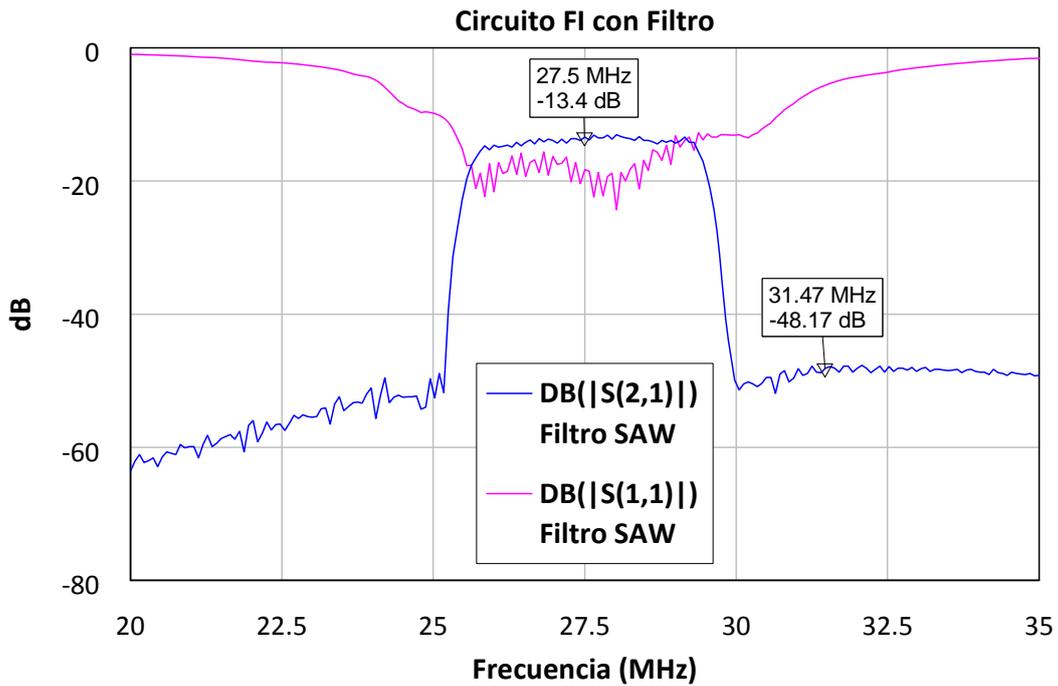


Figura 3-73: Medidas del circuito de FI sólo con el filtro

Para poder apreciar las diferencias con lo simulado, se han superpuesto en una gráfica las medidas realizadas y la simulación.

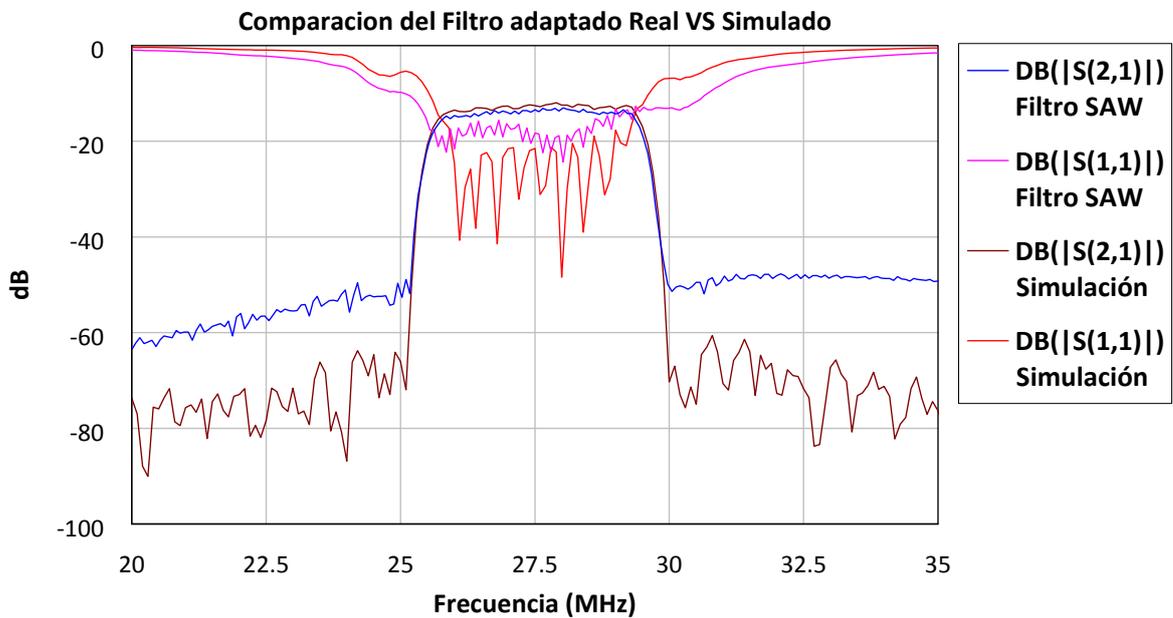


Figura 3-74: Comparación de los resultados medidos con los simulados de la red de adaptación del filtro

Resultado de la comparación:

- Coefficiente de transmisión S (2,1) dB: En la banda de paso el coeficiente de transmisión que hemos medido ha resultado ser 0.9dB menor que la simulada y es prácticamente igual que la simulada. Sin embargo fuera de la banda el nivel de ruido es bastante mayor. Esperábamos una caída de casi 60dB y es de unos 40dB.
- Reflexión S (1,1) dB: Fuera de la banda de paso tiene un comportamiento similar al simulado, y dentro de la banda de paso se ha mantenido a un nivel próximo a -20dB.

Caracterización del circuito con el filtro y los amplificadores

A continuación se muestran las medidas realizadas en la caracterización en banda del circuito anterior sustituyendo uno de los puentes por un amplificador y posteriormente incorporando el otro amplificador, quedando así el circuito completo.

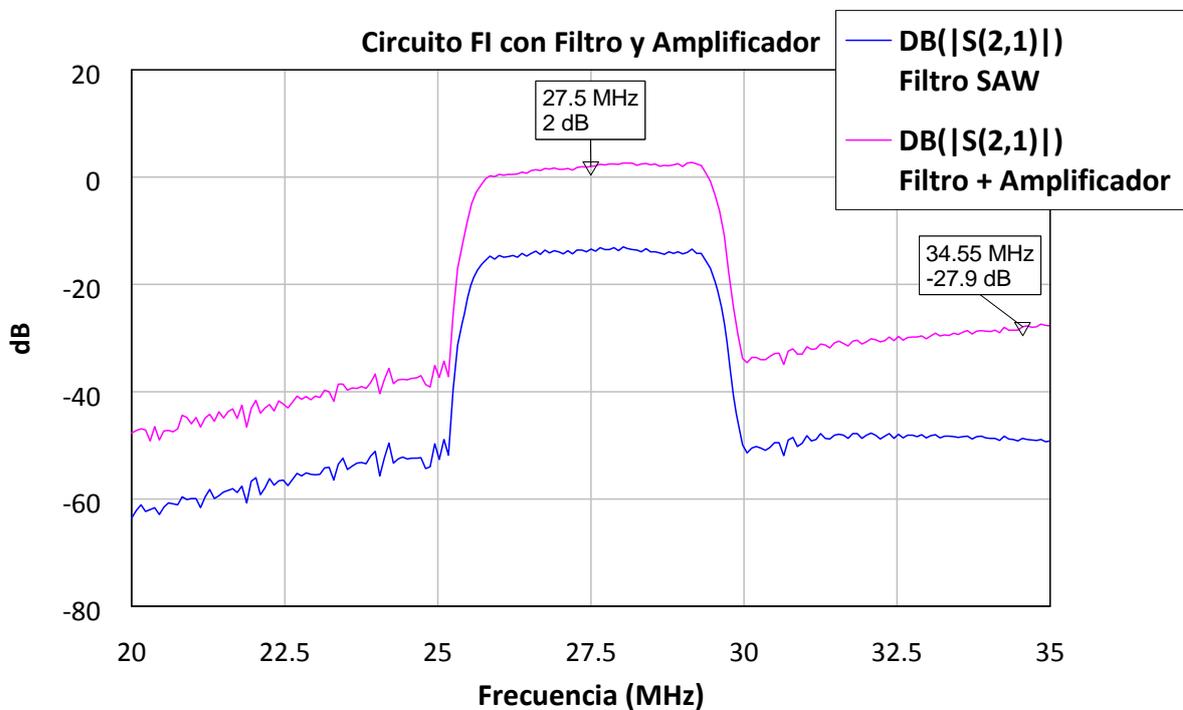


Figura 3-75: Medidas del circuito de FI con filtro y un amplificador

Se aprecia que el comportamiento cuando hay sólo un amplificador no es el esperado. El amplificador debería haber aportado una ganancia aproximada de $G=22.6\text{dB}$ y sin embargo sólo ha amplificado la señal 15dB. Veamos cómo se comporta el circuito al incorporarle el último amplificador.

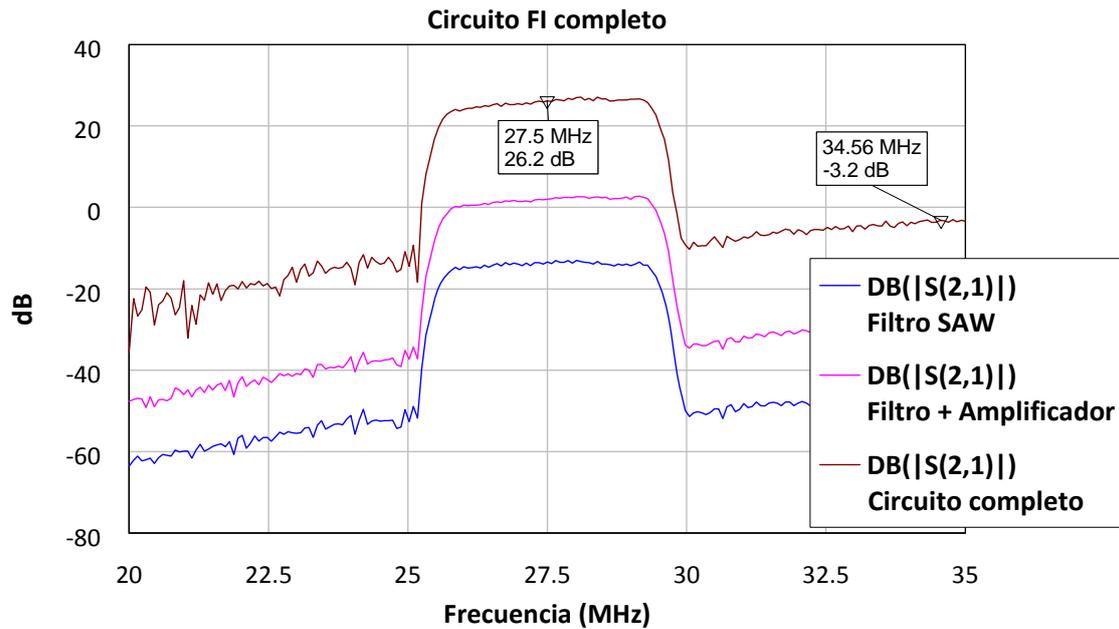


Figura 3-76: Medidas del primer circuito de FI completo

Este amplificador ha conseguido elevar el coeficiente de transmisión total del circuito en 24dB, lo cual se puede deber a una mejor adaptación del primer amplificador al soldar el segundo combinado con la ganancia de éste. La ganancia total del circuito es de unos $G=26\text{dB}$. A pesar de que el último amplificador sí que haya sido capaz de aportar una ganancia apropiada, el comportamiento total no se aproxima al esperado ($G=32.7\text{dB}$). El nivel de ruido fuera de la banda sigue siendo no satisfactorio.

El comportamiento del primer amplificador no es ni mucho menos normal y eso nos hizo realizar nuevas medidas de comprobación construyendo otros circuitos del mismo modo que el anterior. En la siguiente figura se resumen las tres medidas obtenidas para el segundo circuito.

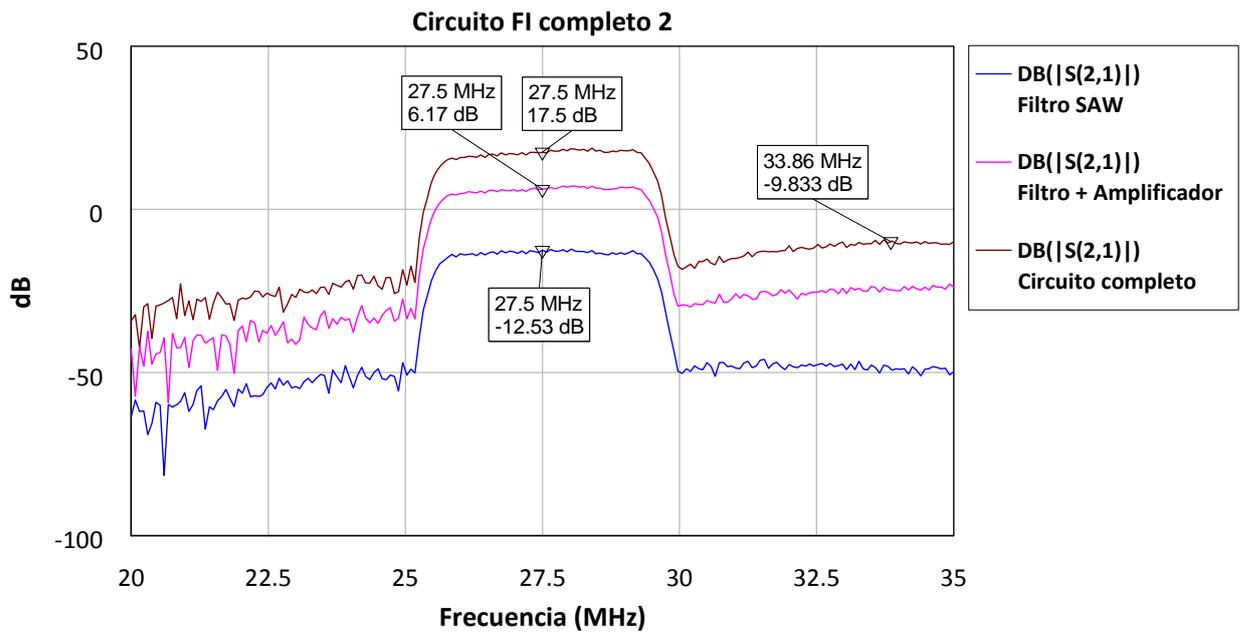
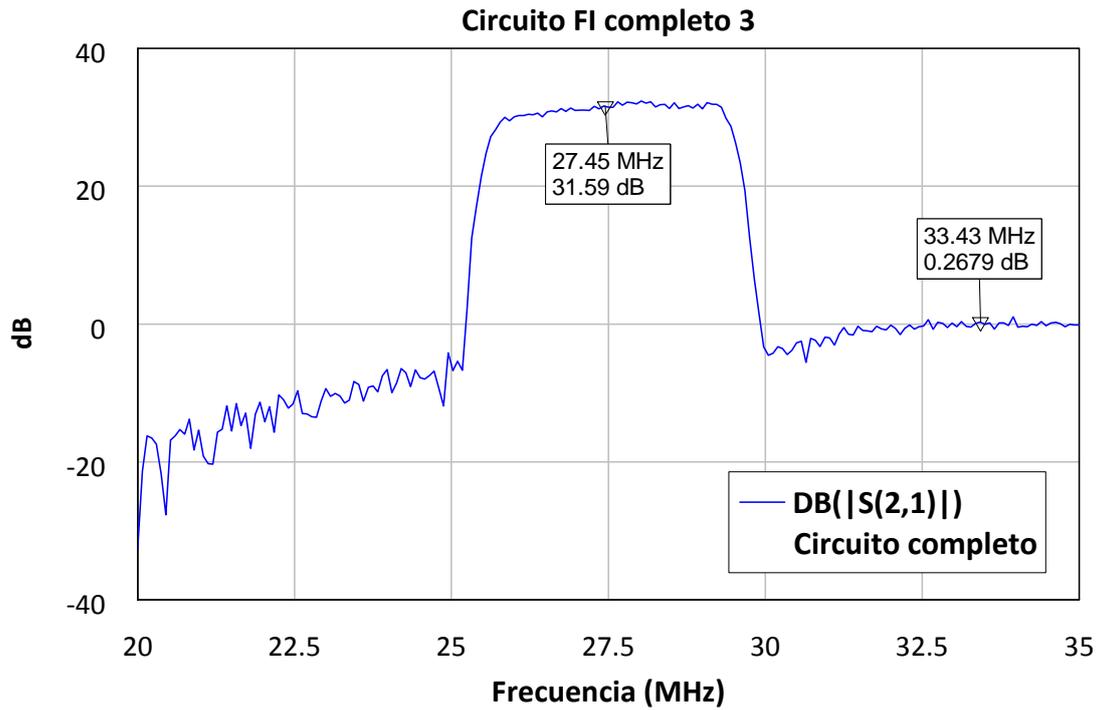


Figura 3-77: Medidas del segundo circuito completo

Con esta comprobación obtuvimos resultados aún peores. El primer amplificador amplifica unos 19dB y el segundo apenas llega a amplificar 11dB. Lo único claro que teníamos es que el filtro sí que estaba teniendo un comportamiento correcto a pesar de su nivel de ruido y que donde estaba fallando era en la etapa de los amplificadores.

En una última caracterización de un tercer circuito se obtuvieron por fin resultados positivos en ganancia, alcanzando una ganancia total del circuito de 31.59dB, lo cual se aproxima mucho al comportamiento esperado. La relación de ruido fuera de banda con respecto al nivel de señal en banda es de unos 30dB (SNR fuera de banda). Esta relación se queda muy corta con respecto al resultado obtenido en la simulación y de hecho se aprecia siempre que en frecuencias por encima de la banda del filtro es peor que a bajas frecuencias. Este hecho no se refleja en la simulación (Figura 3-62).



Se midieron todos los componentes del circuito nuevamente, se comprobó la continuidad a lo largo de todo el circuito, pero no conseguíamos entender por qué sucedía este comportamiento tan diferente entre los distintos circuitos.

3.3.12. Segundo diseño

Todas estas caracterizaciones han sido realizadas puenteando el combinador y conectando el filtro al circuito con unos zócalos. Soldando el filtro al circuito, de tal manera que la carcasa haga contacto con el plano de masa, se conseguiría reducir el nivel de ruido fuera de la banda de paso (mejorar la SNR). Pero al quitar los zócalos y posarse el encapsulado del filtro sobre la cara superior nos podría provocar un posible cortocircuito con las pistas de señal en los contactos de entrada y salida del filtro.

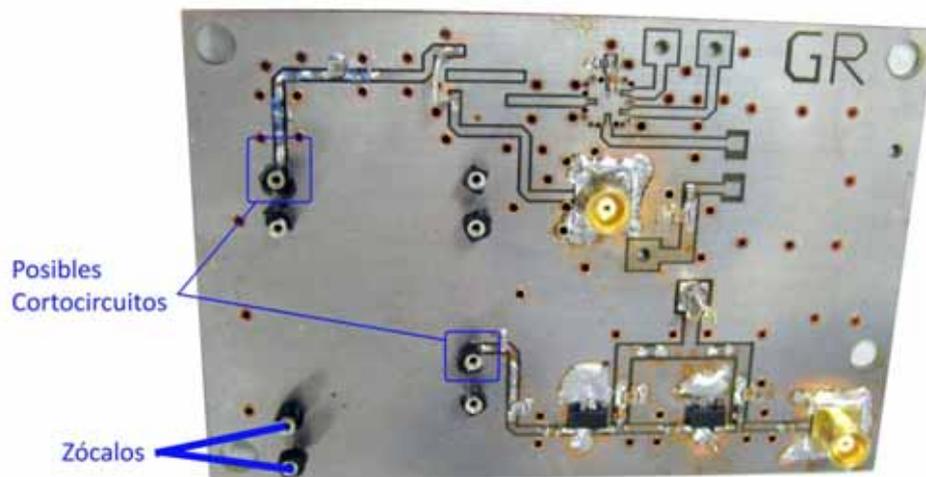


Figura 3-78: Se muestran los posibles puntos de cortocircuito en caso de soldar el filtro sin zócalos al plano superior y pegado al plano de masa.

Por este motivo se rediseñó el circuito de manera que el filtro se inserte desde el plano inferior y se suelde en el plano superior como se muestra en el plano de la Figura 7-14. Con esto también evitamos los remaches que había que poner para hacer las vías en los contactos de entrada y salida del filtro. Éstos complicaban la inserción del filtro. Hubo que modificar el recorrido de las pistas del filtro.

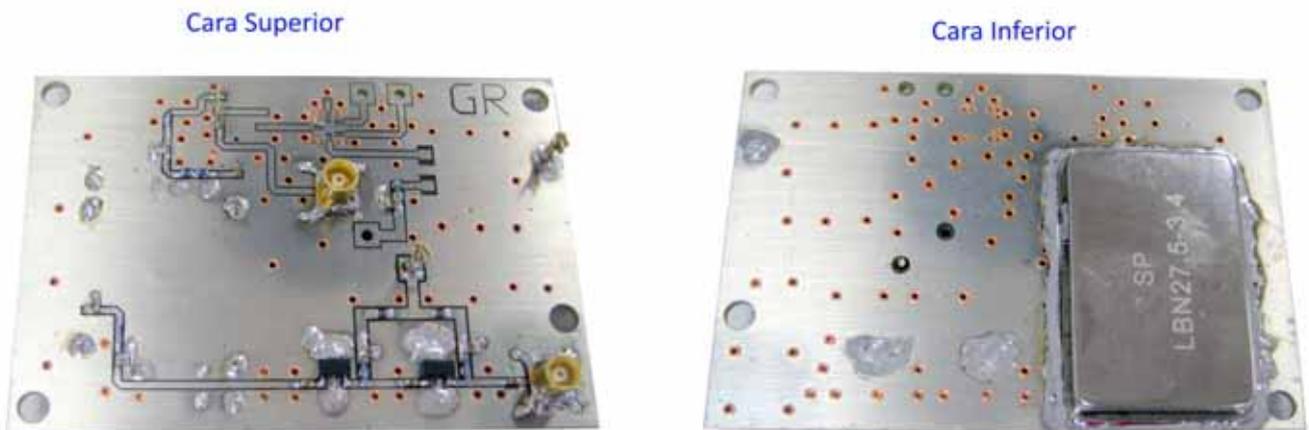


Figura 3-79: Segundo diseño del circuito de FI que evita posibles cortocircuitos de la carcasa del filtro con la pista

En la imagen se puede apreciar como se le añadió más estaño a la carcasa del filtro para que tuviese una buena referencia al plano de masa.

Al caracterizar estos circuitos volvimos a sufrir los mismos síntomas que las anteriores. Una placa de cada 4 funcionaba como era debido. A pesar de todo, el cambio de ubicación del filtro sí que había dado resultado, aumentando la SNR en unos 11dB como muestra la siguiente figura.

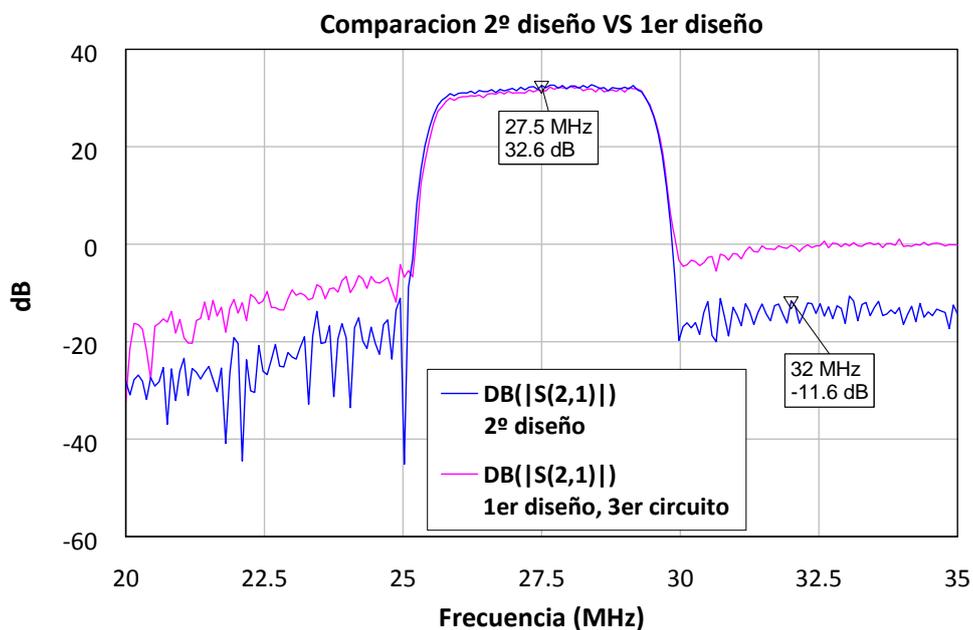


Figura 3-80: Comparación entre el primer y el segundo diseño.

Esta figura compara uno de los circuitos, 100% operativo, del segundo diseño con el tercer circuito que presentábamos en el primer diseño. Se aprecia que no solo la SNR ha mejorado en

11dB, sino que la ganancia ha llegado hasta niveles de 32.6dB. Sigue siendo mayor la SNR por encima de la banda que por debajo.

Tras realizar muchas medidas de varias placas y analizar su comportamiento con el analizador de redes, comprobamos finalmente que si agarrábamos el circuito con las manos por el lateral de las placas en la zona de los amplificadores, haciendo de puente entre el plano superior y el inferior, su funcionamiento se mantenía estable y 100% operativo. Esto nos llevo a la conclusión de que los amplificadores y el circuito entero necesitaban una referencia a masa aún mejor.

Todos aquellos circuitos que no eran 100% funcionales, se rodearon en el borde envolviéndolo con cinta adhesiva de cobre y se les añadió estaño para que el contacto fuese aún mejor. La mejora de todos los circuitos fue inmediata, pero no siempre se alcanzaban resultados 100% estables.

Se consiguieron realizar ocho circuitos con los que se completó el primer grupo de 8 canales de FI. En el frontal aparece etiquetado como "1-8". A continuación se muestran las medidas realizadas de los ocho circuitos instalados.

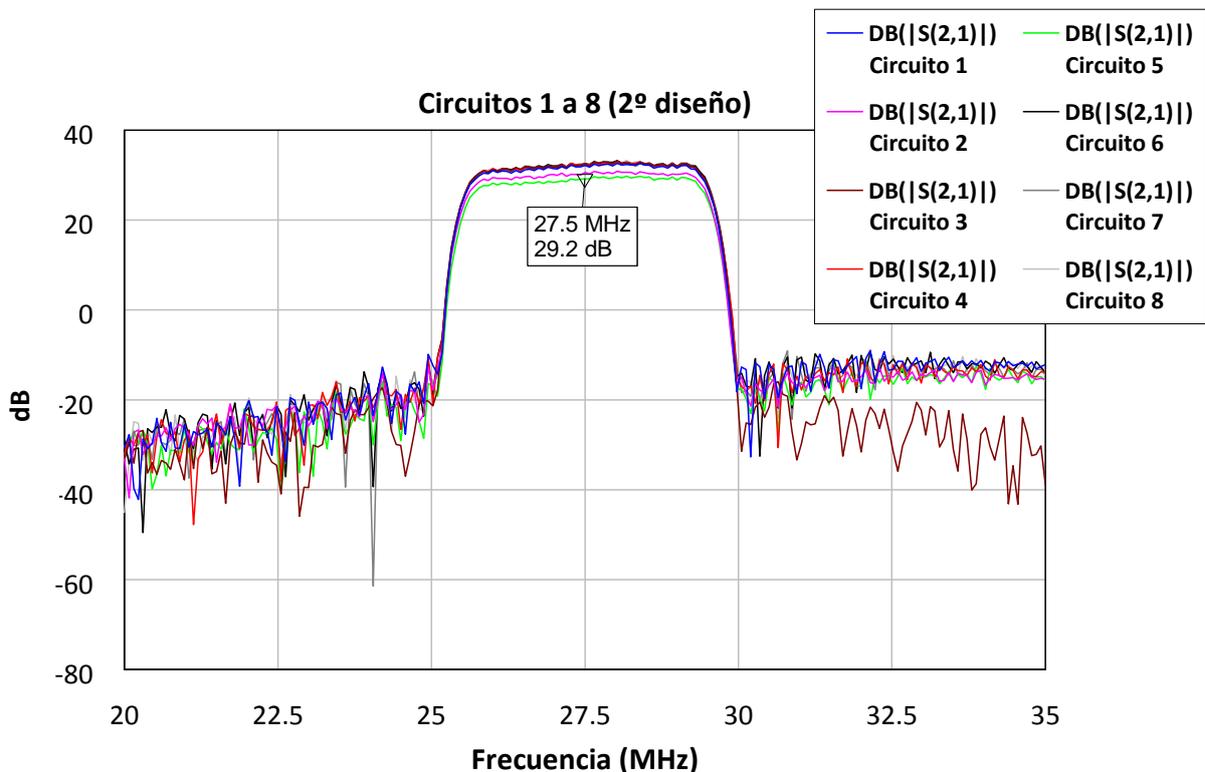


Figura 3-81: Medidas de los 8 circuitos estables construidos según el segundo diseño

Se puede apreciar que la ganancia no llega a alcanzar en todos los casos los 32.7dB esperados, pero después de los resultados tan malos obtenidos anteriormente, era todo un logro alcanzar

casi los 30dB de ganancia. Se puede apreciar como la SNR es de unos 45dB en la zona de frecuencias por encima de la banda.

3.3.13. Tercer y último diseño

Dado que los resultados de la cinta de cobre eran notables, pero no del todo eficientes en el 100% de los casos, se decidió perfeccionar el diseño del circuito. La clave estaba en crear una mejor referencia a masa. Para conseguirlo mantuvimos el circuito del segundo diseño dado que los resultados de la colocación del filtro fueron positivos, pero se incrementó la densidad de taladros para realizar vías metalizadas y se distribuyeron por todo el circuito. Además, esta vez se mandaron a fabricar las placas a un fabricante externo (ELATESA) el cual disponía de la tecnología necesaria para poder metalizar los taladros metalizados en los que anteriormente iban colocados los remaches para realizar tal función.

Se puede apreciar que en la ubicación de los amplificadores y en la región del switch se ha aumentado también la densidad de taladros de tamaño muy reducido. Al disponer de vías metalizadas, no había tanta limitación de diámetro de los taladros y los remaches. Con los remaches teníamos el problema de no disponer de diámetros tan reducidos.

El diseño se muestra en el plano de la Figura 7-15. La implementación física de este diseño se muestra a continuación:

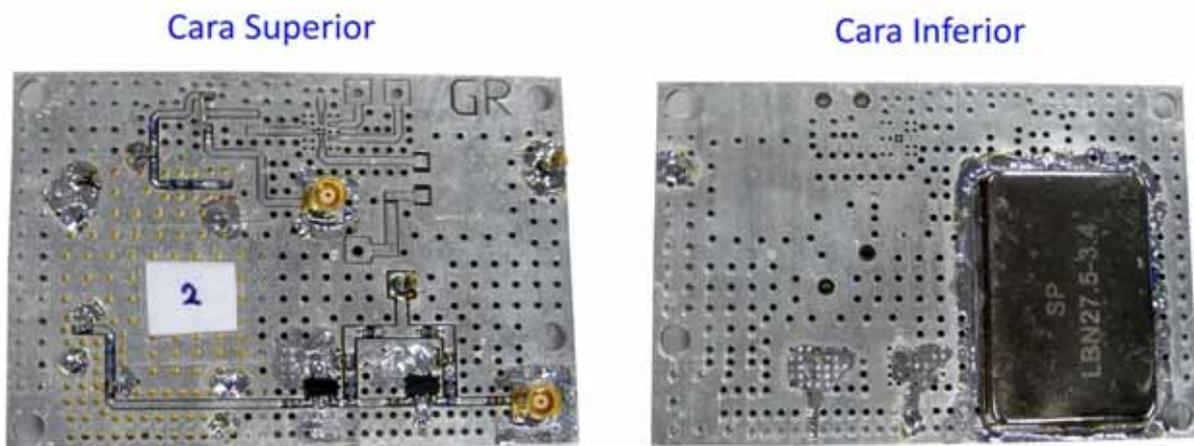


Figura 3-82: Último diseño fabricado con mayor densidad de talador y vías metalizadas que logran una mayor referencia del plano de masa para la estabilidad de los amplificadores

Los resultados fueron los mejores que se han obtenido (Figura 3-83). Todos los circuitos tenían una respuesta casi idéntica entre sí, con gran estabilidad y con una ganancia de unos 32dB manteniendo niveles de SNR de aproximadamente 50dB. El comportamiento de estos circuitos por tanto se asemeja en gran medida a los resultados simulados. No hizo falta manipularlos

con cinta de cobre por los bordes. Éste tendría que haber sido el comportamiento ideal que se esperaba en el primer diseño.

Se construyeron por tanto 8 circuitos de tal manera que éstos serían los canales de FI del número 9 al 16. Éstos representan el segundo grupo de ocho canales de recepción en FI.

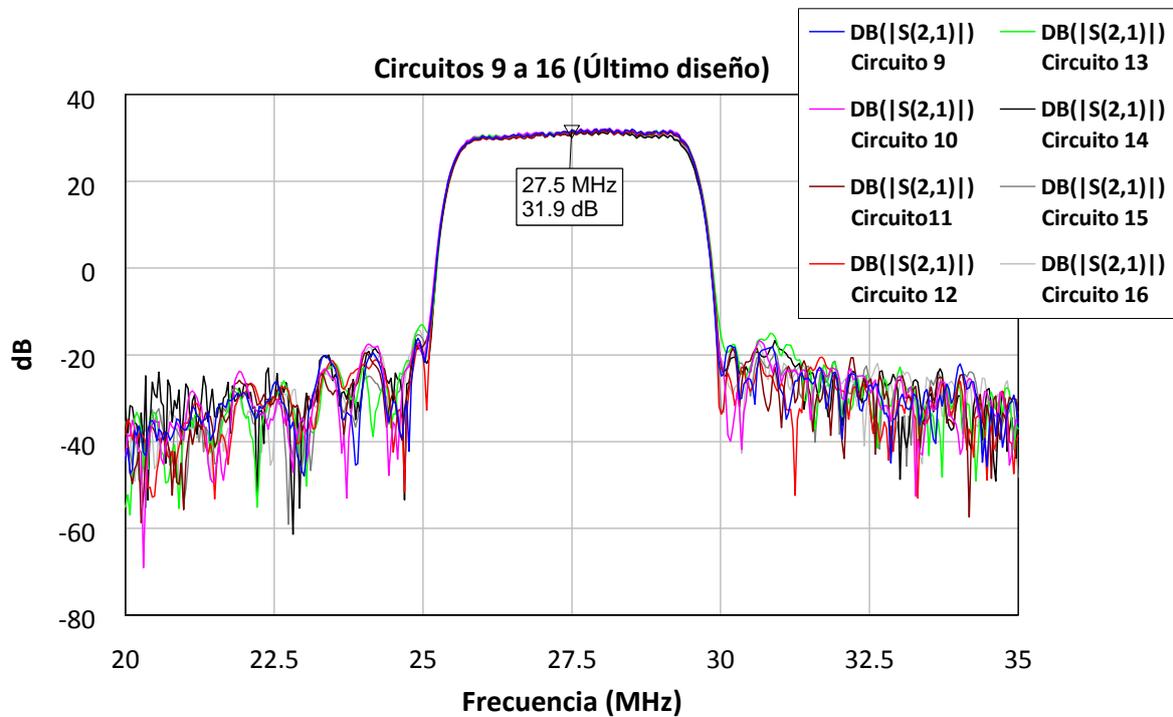


Figura 3-83: Medidas de los 8 circuitos construidos con el último diseño

Lo más destacable de esta última implementación sin duda es la gran estabilidad e igualdad en ganancia que se ha conseguido entre los circuitos, y el aumento de la SNR, sobretodo en la parte de frecuencias más altas en la que normalmente la SNR era peor que a frecuencias bajas. De hecho si le sumamos los 44dB de ganancia de los amplificadores a la simulación de la adaptación del filtro (Figura 3-58), obtendríamos algo muy parecido a las medidas de estos circuitos.

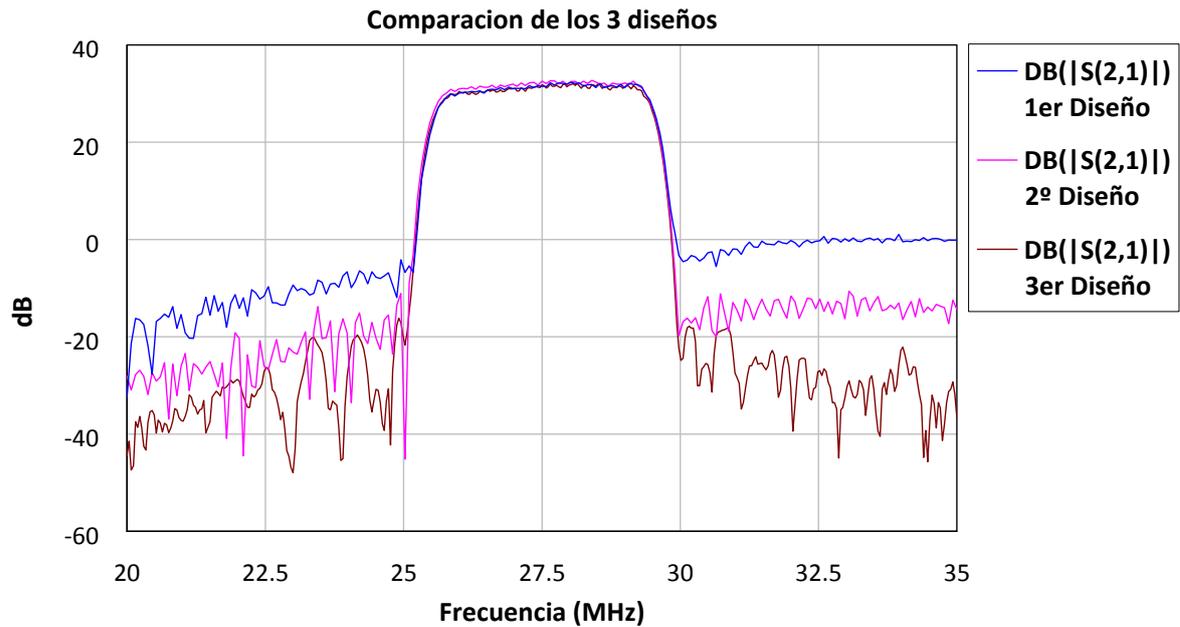


Figura 3-84: Comparación de los tres diseños del circuito de FI

Por último se resumen brevemente las características más relevantes del circuito de FI completo.

Resumen de las características:

Tensión de alimentación	5 V
Consumo	60 mA
Ganancia max	31.9 dB
Ganancia min	27.5 dB
$P_{IN-FI-MAX}$	-20.2 dBm
$f_{I_{central}}$	27.5 MHz
Ancho de banda	3.74 MHz

3.4. Resultado final del ensamblado

Retomando y actualizando el esquema de la Figura 3-1 que resume todo el proceso del receptor diseñado, se muestra la versión definitiva en la Figura 3-85

En ella se han añadido los divisores de potencia Wilkinson 1:2 y 1:8 que reparten la señal de Oscilador Local desde el generador hasta el circuito mezclador Maxim. Se indica en el generador que para hacer frente a las atenuaciones que sufrirá la señal, es necesaria una potencia mínima de Oscilador Local de al menos unos -19dBm . Si esta potencia es inferior, el mezclador no realizará correctamente la conversión por falta de potencia del tono.

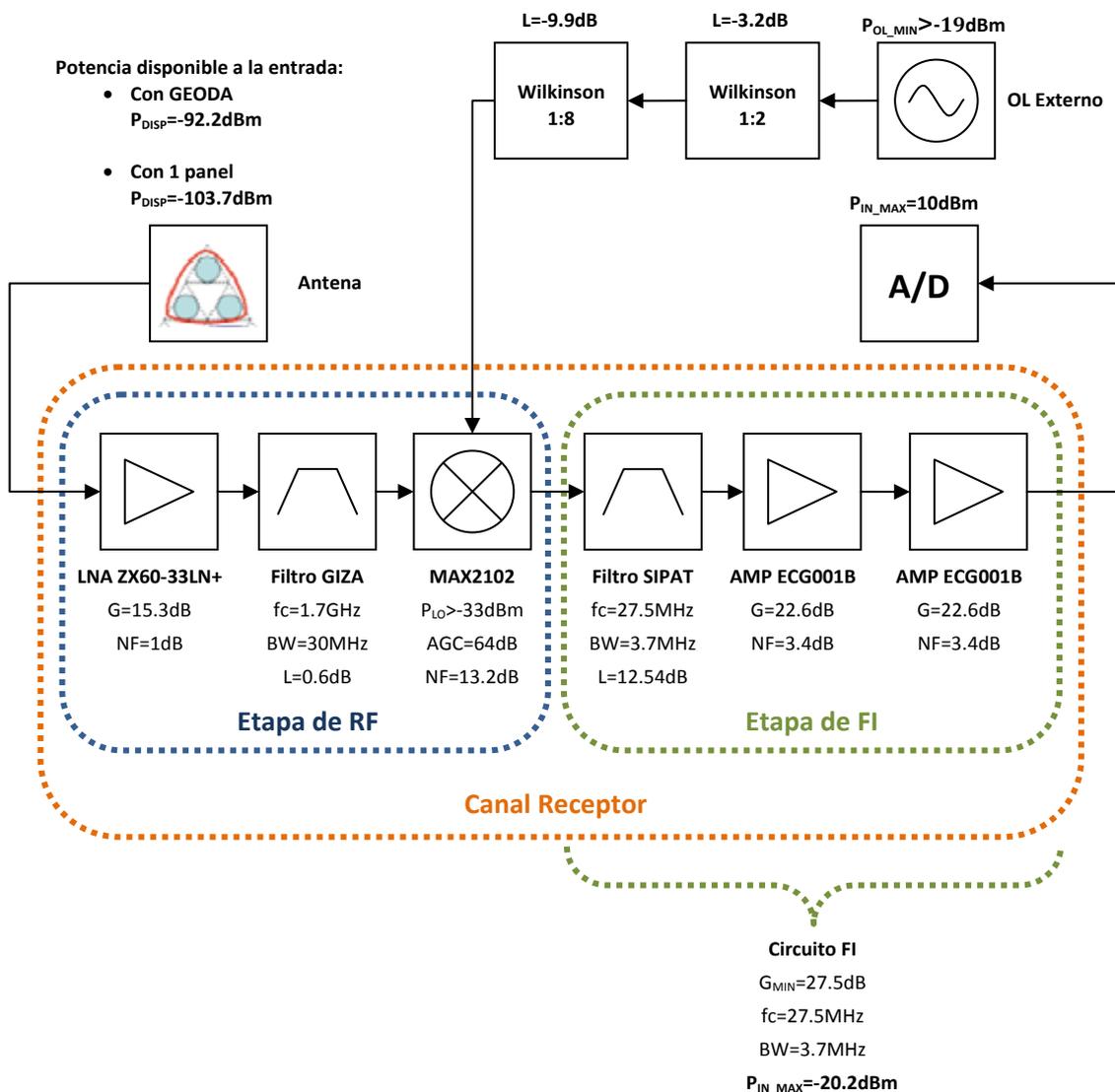


Figura 3-85: Esquema del sistema completo

También se han incorporado los datos obtenidos de la fabricación y caracterización del circuito de FI. Entre ellos los datos más importantes son la Ganancia mínima que tiene el peor de los 16 circuitos de 27.5dB y la Potencia de entrada máxima que soporta el circuito para evitar saturar los amplificadores internos.

Otros datos importantes que se han incorporado, para analizar el funcionamiento global, son las potencias disponibles a la entrada del receptor y la potencia máxima que admite el conversor A/D. Estos datos fueron calculados en el balance del enlace en la sección 2.7. Estos datos nos harán comprobar si realmente el receptor podrá cumplir su función.

Se contemplan dos casos:

- La potencia disponible en el receptor en el caso de utilizar toda la antena GEODA, utilizando una configuración de un receptor por cada panel, en cuyo caso la potencia mínima disponible a la entrada es de $P_{DISP} = -92.2dBm$.
- La potencia disponible en el receptor en el caso de utilizar un solo panel de la antena GEODA a modo de simulación a menor escala. En este caso la configuración empleada sería un receptor por cada subarray de tres parches, disponiendo a la entrada de una potencia mínima de $P_{DISP} = -103.7dBm$.

Observando el esquema de la Figura 3-85 vamos a calcular la ganancia total que podría alcanzar el receptor. Quedaría como sigue:

$$G_{TOTAL} = G_{LNA} + L_{GIZA} + G_{MAXIM} + G_{FI} = 15.3dB - 0.6dB + 64dB + 27.5dB = 106.2dB$$

Para calcular el factor de ruido de toda la cadena completa, haremos uso de la fórmula de Friis para el cálculo del factor de ruido en una cadena de cuadripolos en cascada adaptados:

$$f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{f_n - 1}{g_1 g_2 \dots g_{n-1}}$$

Donde en nuestro caso:

- f_1 y g_1 corresponden al LNA
- f_2 y g_2 corresponden al Filtro RF
- f_3 y g_3 corresponden al Mezclador
- f_4 y g_4 corresponden al Filtro FI
- f_5 y g_5 corresponden al primer amplificador de FI

- f_6 y g_6 corresponden al segundo amplificador de FI

Tabla 16: Factores de ruido y Ganancias de los elementos

	Elemento	NF(dB)	f	G(dB)	g
1	LNA	1	1.26	15.3	33.88
2	Filtro RF	0.6	1.15	-0.6	0.87
3	Mezclador	13.2	20.89	64	2511886.43
4	Filtro FI	12.54	17.95	-12.54	0.06
5	Primer Amplificador de FI	3.4	2.19	22.6	181.97
6	Segundo Amplificador de FI	3.4	2.19	22.6	181.97

La ecuación anterior queda de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 f = & 1.26 + \frac{1.15 - 1}{33.88} + \frac{20.89 - 1}{33.88 \cdot 0.87} + \frac{17.95 - 1}{33.88 \cdot 0.87 \cdot 2511886.43} \\
 & + \frac{2.19 - 1}{33.88 \cdot 0.87 \cdot 2511886.43 \cdot 0.06} \\
 & + \frac{2.19 - 1}{33.88 \cdot 0.87 \cdot 2511886.43 \cdot 0.06 \cdot 181.97}
 \end{aligned}$$

Obtenemos el valor numérico

$$f = 1.84$$

Por último calculamos su valor den decibelios:

$$F(dB) = 10 \cdot \log_{10}(1.84) = 2.65dB$$

4. Conclusiones

Este proyecto de fin de carrera representa un trabajo de estudio, diseño, fabricación y caracterización de un receptor de 16 canales para dar soporte al proyecto GEODA que se está desarrollando en el ámbito de las comunicaciones por satélite con la utilización de arrays de antenas adaptativos.

16 canales de recepción han sido fabricados e integrados en tres módulos de RACK de 19" para facilitar su instalación modular. Dos de los módulos representan 8 canales de las etapas de RF y el módulo restante corresponde a los 16 canales de la etapa de FI. A éste último se le ha dotado, con un interruptor, de una lógica de control mínima para su activación tal y como solicitaba INSA.

Se ha enfocado el receptor con el objetivo de dotarlo de la capacidad suficiente para detectar las señales HRPT que emiten los satélites meteorológicos LEO de órbita polar tales como los NOAA y MetOp. Para poder detectar las diferentes señales posee una banda de sintonización de frecuencias de 30MHz situada en una frecuencia central de 1700MHz.

El receptor es capaz de amplificar la señal que recibe a su entrada con una ganancia de $G=106$ dB y con una figura de ruido total de $F=2.65$ dB. Dispone de potenciómetros en sus paneles frontales para ajustar la ganancia en función de la potencia de señal recibida para evitar saturar los amplificadores de no ser necesario.

Tras todo el proceso analógico de conversiones de frecuencia y compensaciones de potencia, la señal le será entregada a un conversor A/D para posteriormente demodularla digitalmente con el demodulador. Se han propuesto nuevas opciones futuras de digitalización en pasos previos.

Todo el cableado y soldado de conectores se ha realizado con kits de herramientas HUBER+SUHNER especiales para cumplir las normas de fabricación. Así mismo se han implementado circuitos como los divisores de potencia Wilkinson y las etapas de FI. Todas ellas llevan un proceso químico de vaciado realizado en la UPM. El proceso de taladrado se realizó con maquinaria de control numérico. Las vías realizadas con remaches fueron puestas gracias a remaches y una remachadora ambos disponibles en la UAM y en la UPM.

Recientemente INSA ha estado empleando los receptores para el proyecto CAMSA subvencionado por la Comunidad de Madrid. Éste está enfocado en recibir la señal LRIT del satélite MSG-2 (Meteosat Second Generation) puesto en órbita por la ESA y Eumetsat. El

objetivo del proyecto era profundizar sobre las prestaciones de algoritmos de estimación de ángulos de llegada de las señales en arrays distribuidos.

Concretamente se ha recibido la señal LRIT con 8 antenas parabólicas de 1.2 metros de diámetro, empleando 8 de los 16 receptores diseñados en este proyecto fin de carrera, para posteriormente procesar las muestras digitales en FPGA's y DSP's y poder estimar y contrastar con gran precisión la dirección de llegada de la señal mediante el algoritmo MUSIC (Multiple Signal Classification).

Todo ello es un estudio de viabilidad previo a un proyecto con la ESA, denominado SARAS, donde se aplicarán estos algoritmos a un conjunto de antenas distribuidas en torno a una gran antena parabólica de recepción de TT&C y donde el objetivo, nuevamente, es estimar direcciones de llegada de señales satelitales con mayor precisión y rapidez que en los sistemas actuales de monopolso.

5. Líneas futuras de trabajo

Como líneas futuras de trabajo se proponen las siguientes:

- Mejorar el factor de ruido del sistema hasta dejarlo a un nivel de $F=1\text{dB}$. Para ello se propone intentar conseguirlo gracias a un LNA, que sustituya al actual, cuyo factor de ruido sea un poco menor y que tenga mayor ganancia para que la ponderación del factor de ruido del resto de los componentes sea aún menor. De esta manera se consigue, además de mejorar el ruido, aumentar un poco más la ganancia. El factor de ruido obtenido se debe también en gran medida al enorme factor de ruido que tiene el mezclador. Por lo tanto, intentando conseguir un mezclador con menor figura de ruido, también se conseguirían mejores resultados.

- Complementar la etapa de FI con los componentes que faltan por integrar.

Tales son:

- Generador de Ruido
- Switch que selecciona o bien la señal del generador de ruido o bien Tierra (0V).
- Combinador de Potencia que aúna la señal de entrada con la resultante del switch, y sustituyendo así a los actuales puentes.
- Todos los componentes pasivos asociados a todos estos componentes

Caracterizar posteriormente el nuevo funcionamiento del circuito y compararlo con el anterior.

- Ampliar la banda de sintonización de los satélites hasta los 2.2GHz. Este paso puede realizarse sustituyendo el filtro de RF (GIZA) por uno de mayor anchura de banda y caracterizar todo el sistema nuevamente para una nueva frecuencia central. De este modo el sistema sería aún más versátil y podría operar con satélites que trabajen en otras frecuencias.
- Diseño de la etapa transmisora para construir un futuro transceptor. Apoyándose en reutilizar componentes del receptor se puede seguir el modelo de un transmisor heterodino con una conversión de frecuencia hacia arriba. Para poder reutilizar los componentes hay que tener en mente que entonces la comunicación sólo podrá ser half-dúplex.

- Añadir al final de la cadena nuevamente un filtro que suprima espurios producto de los amplificadores de las últimas etapas para mejorar la relación señal a ruido dentro de la banda.
- La construcción de los restantes receptores para completar la antena GEODA.

6. Glosario

AAS: American Astronomical Society

A/D: Conversión Analógica/Digital

ADC: Analog to Digital Converter

AGC: Automatic Gain Control

APT: Automatic Picture Transmission

BB: Base Band/Banda Base

BW: BandWidth

CAG: Control Automático de Ganancia

DBS: Direct-Broadcast Satellite

DC: Direct Current

EIRP: Equivalent /Effective Isotropic Radiated Power

ESA: European Space Agency

ET: Estación Terrestre

ETSIT: Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicaciones

EUMETSAT: European Organisation for the Exploitation of Meteorological Satellites

FI: Frecuencia Intermedia

GDPA: Geodesic Dome Phased Array Antenna

GEO: Geostationary Earth Orbit

GPS: Global Positioning System

HEO: Highly Elliptical Orbit

HF: High Frequency

HRPT: High Resolution Picture Transmission

IF: Intermediate Frequency

INSA: INgeniería y Servicios Aeroespaciales, S.A.

I/Q: In-phase/Quadrature-phase

LEO: Low Earth Orbit

LF: Low Frequency

LNA: Low Noise Amplifier

LRPT: Low Resolution Picture Transmission

MCX: Micro Coaxial

MEO: Medium Earth Orbit

MF: Medium Frequency

MetOp: Meteorological Operational (Satellite programme)

NASA: National Aeronautics and Space Administration

NF: Noise Figure

NOAA: National Oceanic and Atmospheric Administration

OL: Oscilador Local

PFC: Proyecto Fin de Carrera

PI: Punto de Intercepción de tercer orden

PIRE: Potencia Isotrópica Radiada Equivalente/Efectiva [1.77]

QASK: Quadrature Amplitude Shift Keying

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

RADAR: RADio Detection And Ranging

RHCP: Right-Hand Circular Polarization

RF: Radio Frequency/Radio Frecuencia

SAW: Surface Acoustic Wave

SMA: Sub Miniature Type A Connector

SMD: Surface Mounting Device

SNR: Signal-to-Noise Ratio

UHF: Ultra High Frequency

VCO: Voltage Controlled Oscillator

VHF: Very High Frequency

7. Anexos

7.1. Proceso de fabricación del cableado y soldado de conectores

7.1.1. Conectores SMA Hembra pasamuros

Estos conectores van instalados en las cajas de los divisores de potencia Wilkinson. El alma va soldado directamente a la pista. Se ha dejado tanto dieléctrico como muro de la caja.

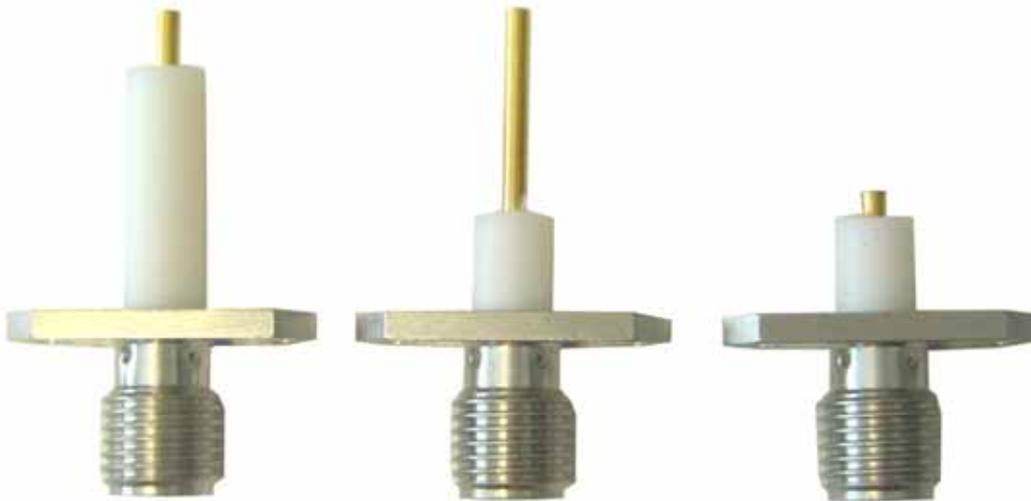


Figura 7-1: Conectores SMA hembra pasamuros

7.1.2. Conectores SMA macho cableado

Este tipo de cableado es el que se emplea para conectar todas las entradas del circuito mezclador Maxim. Tanto su entrada de RF que viene del Filtro RF GIZA, como su entrada de Oscilador Local que reparte el divisor Wilkinson.



Figura 7-2: Conectores SMA Macho con cableado

7.1.3. Transiciones SMA Macho - SMA Macho



Estas transiciones se han empleado para realizar la unión de los LNA con los Filtros de RF GIZA.

Figura 7-3: Transición SMA macho-macho

7.1.4. Conectores BNC Hembra pasamuros con cableado

Este tipo de conector se ha instalado en el panel frontal de las etapas de RF y de FI. En la etapa de RF representan la salida del convertidor Maxim. En el otro extremo del cable se conecta al circuito mezclador a través del conector descrito en el apartado 7.1.5. En la etapa de FI corresponde a los conectores de entrada y salida. En su extremo opuesto llevan instalado un conector de tipo MCX Macho, que es la interfaz de conexión elegida para los circuitos de FI (apartado 7.1.6).



Figura 7-4: Conectores BNC Hembra pasamuros con cableado

7.1.5. Conectores BNC Macho con cableado

La salida Maxim tiene conectores BNC hembra. Se fabricaron cables BNC Macho- BNC Hembra. El hembra es el que se presentaba en el apartado anterior que va instalado en el panel frontal de la etapa de RF. Este conector es el extremo que se conecta al circuito.



Figura 7-5: Conectores BNC Macho con cableado

7.1.6. Conectores MCX macho con cableado

Conectores empleados para comunicar los circuitos de FI con el panel frontal de FI, el cual lleva instalados conectores BNC Hembra pasamuros



Figura 7-6: Conectores MCX macho con cableado

7.1.7. Conectores MCX de montaje superficial



Estos conectores son los empleados en los circuitos de FI para la entrada y la salida de la señal. Se han soldado al circuito con pasta de soldar y aplicándole calor. Posteriormente se cubrió todo el exterior del conector con estaño para darle mejor referencia a masa y mayor rigidez.

Figura 7-7: Conector MCX de montaje superficial

7.2. Aparatos de medida, caracterización y fabricación

A continuación se describen todos los aparatos de medida que y fabricación, propiedad de la UAM, que se han empleado en la realización de este proyecto.

7.2.1. Analizador de redes Agilent – E5071C

Un Analizador de Redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S). Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros-S, como por ejemplo la ganancia, pérdida por retorno, relación de onda estacionaria de tensión (ROEV), coeficiente de reflexión y estabilidad de amplificación.



Figura 7-8: Analizador de Redes Agilent – E5071C

Este analizador de redes tiene dos puertos y abarca frecuencias de 9KHz hasta 20GHz.

7.2.2. Kit de Calibración del Analizador de Redes

Para la medida de los parámetros S de un circuito de RF se necesita eliminar o sustraer de la medición el efecto de todos aquellos errores sistemáticos como pueden ser las pérdidas en cables, conectores, etc. Para ello previamente a la medida del circuito de RF el Analizador de Redes necesita ser calibrado. Mediante dicho proceso de calibración se suministra al Analizador de Redes toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos mencionados. De esta

manera se obtienen los parámetros S justo a la entrada del circuito que se quiere caracterizar. La manera de calibrar el Analizador de Redes es ir conectando al cable que se va a utilizar en las medidas una serie de terminaciones: un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de 50Ω , que es la impedancia característica del aparato.

Para la caracterización, vamos a utilizar el HP/Agilent 85033E 50 ohm 3.5 mm calibration kit 9GHz. Los tres elementos terminaciones (cortocircuito, circuito abierto y carga de 50Ω) que vamos a utilizar se encuentran incluidos en este kit, tanto hembra como macho.



Figura 7-9: Kit de Calibración del Analizador de Redes

Antes de comenzar cualquier calibración, es bueno asegurar el rango de frecuencias en el que vamos a calibrar el aparato, para ello basta con introducirnos en el sub-menú SPAN y a continuación establecer el rango START-STOP y CENTER. El aparato nos pedirá conectar sucesivamente un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de 50Ω igual a la del dispositivo, y a través de la interfaz gráfica del sistema iremos observando las correspondencias en términos de reflexión.

7.2.3. Analizador de espectro

Un analizador de espectro es un equipo de medición electrónica que permite visualizar en una pantalla las componentes espectrales en un espectro de frecuencias de las señales presentes en la entrada, pudiendo ser ésta cualquier tipo de ondas eléctricas, acústicas u ópticas.



Figura 7-10: Analizador de espectro Rhode & Schwartz FSL

En el eje de ordenadas suele presentarse en una escala logarítmica el nivel en dBm del contenido espectral de la señal. En el eje de abscisas se representa la frecuencia, en una escala que es función de la separación temporal y el número de muestras capturadas. Se denomina *frecuencia central* del analizador a la que corresponde con la frecuencia en el punto medio de la pantalla.

7.2.4. Kit de Fabricación HUBER+SUHNER

Este kit de fabricación, modelo 74_Z_0_0_70, incluye todas las herramientas necesarias para poder soldar los conectores a los cables. Está pensado para la fabricación de conectores tipo SMA, pero las herramientas que vienen en el kit son perfectamente válidas también para soldar los conectores BNC hembra, BNC macho y MCX macho.



Figura 7-11: Kit de fabricación Huber+Suhner 74_Z_0_0_70

7.2.5. Estación de soldadura JBC

Todos los cables (radiofrecuencia y alimentación) y todos componentes de los circuitos de FI han sido soldados a mano. Ello incluye varios tipos de conectores montados sobre cable o de montaje superficial. Los componentes en su gran mayoría son de montaje superficial, sobre todo los componentes pasivos RLC que llevan encapsulados tipo SMD.



Figura 7-12: Estación de soldadura JBC

Es por ello que disponer de esta estación de soldadura hace que la tarea sea mucho menos compleja. Principalmente se han utilizado:

- Puntas de soldador normales y muy fina para los cables y componentes
- Soldador por aire caliente para los conectores MCX de montaje superficial
- Desoldador cuando ha habido que eliminar estaño sobrante o desoldar componentes.

7.3. Planos

7.3.1. Primer diseño del circuito de FI

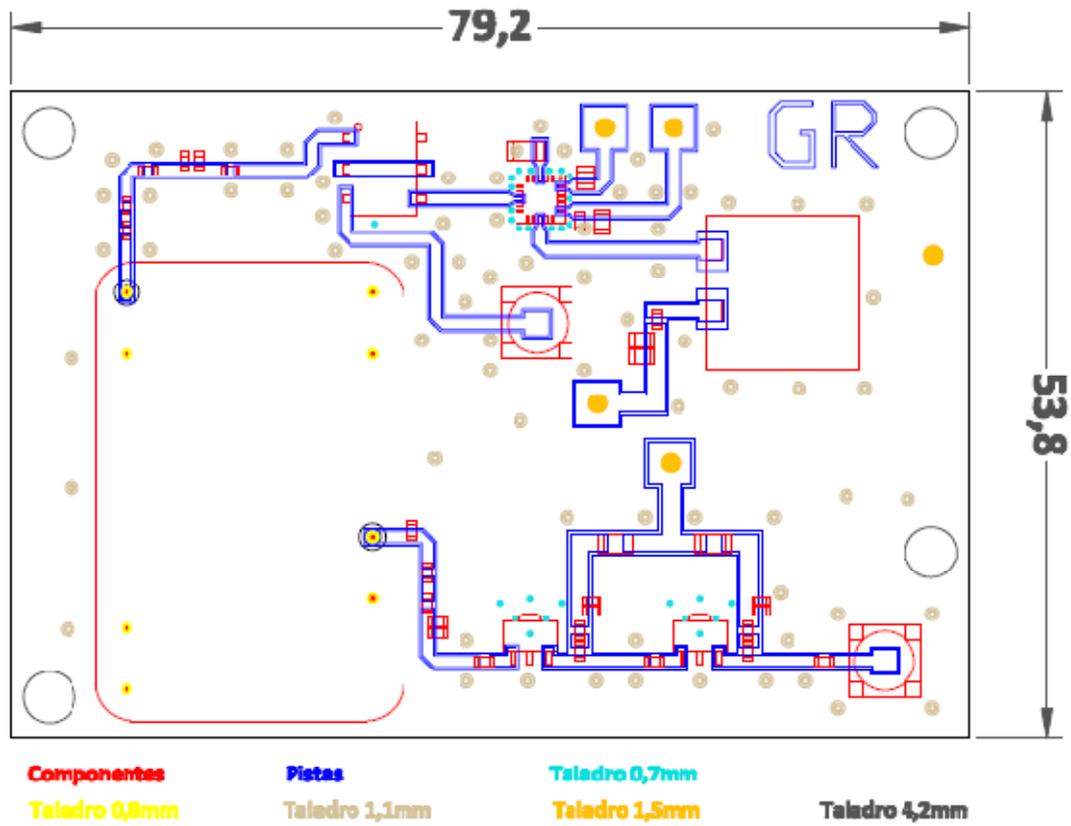


Figura 7-13: Primer diseño del circuito de FI

7.3.2. Segundo diseño del circuito de FI

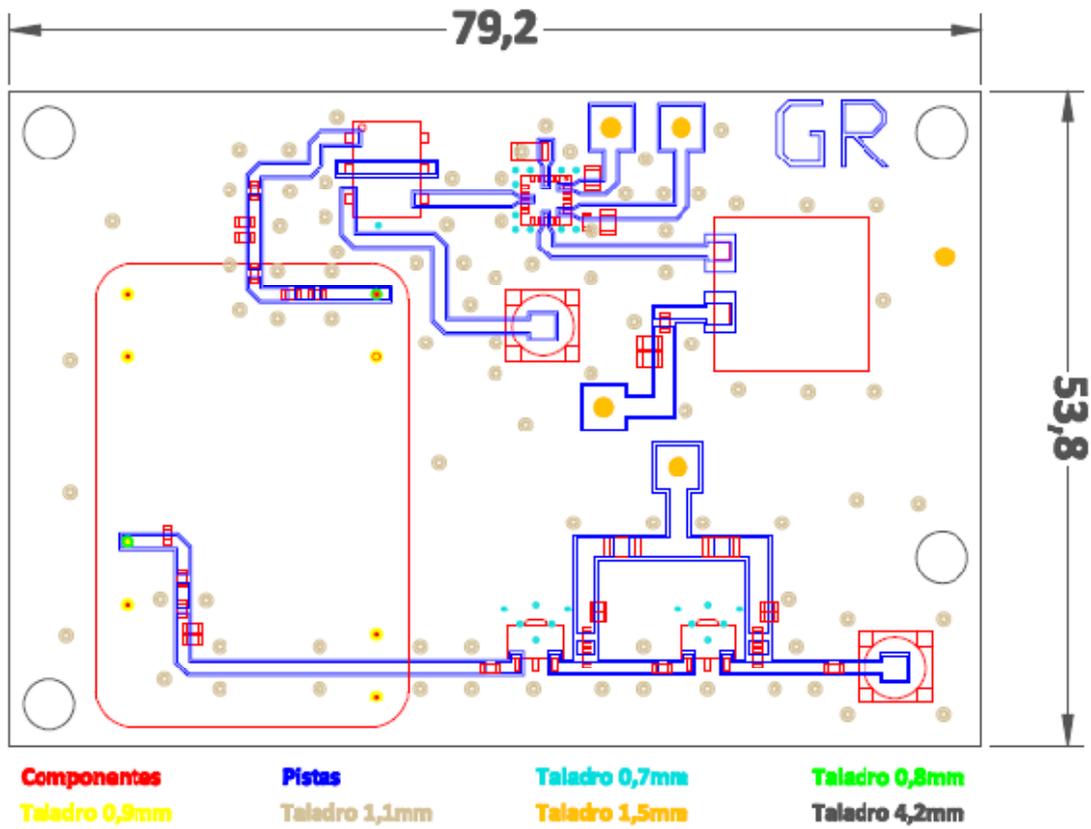


Figura 7-14: Segundo diseño del circuito de FI

7.3.3. Diseño Final del circuito de FI

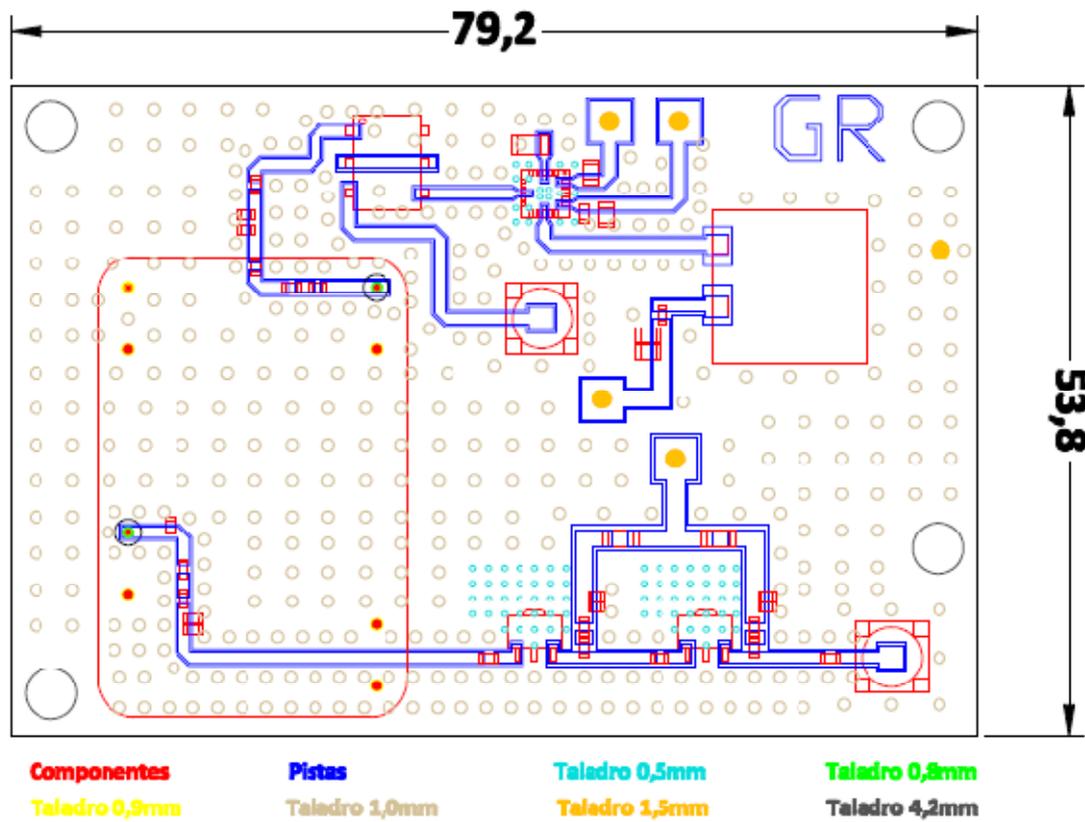
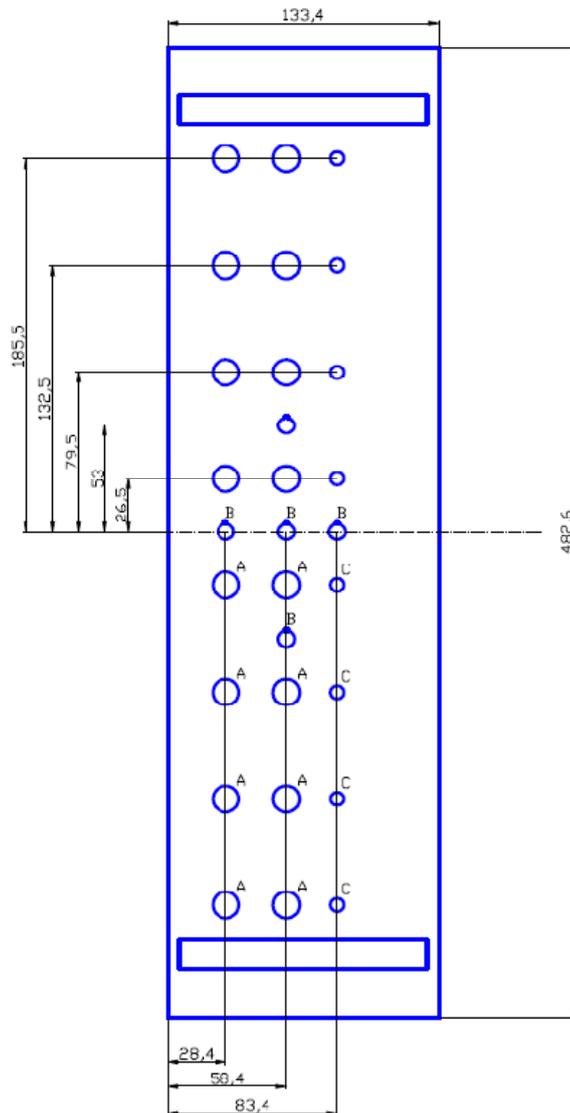
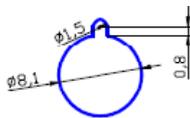


Figura 7-15: Diseño Final del circuito de FI

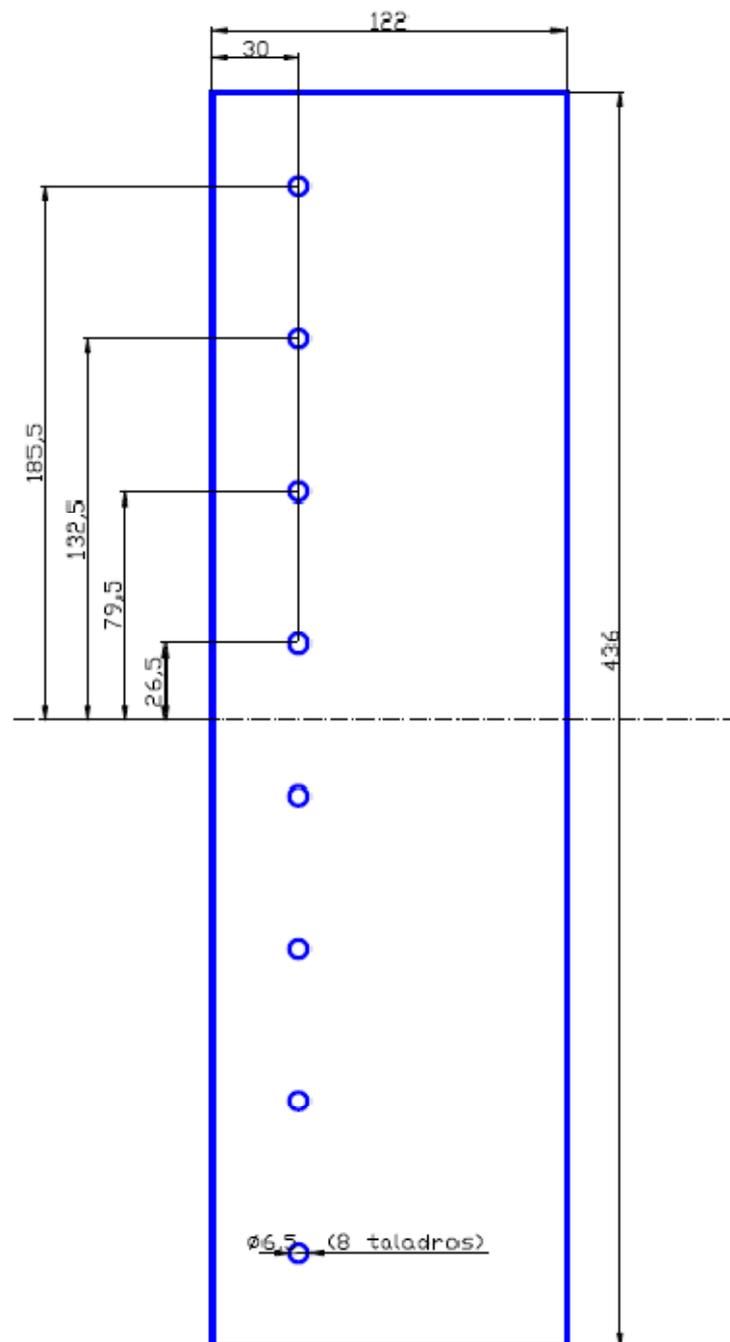
7.3.4. Cajón RF Vista Anterior

TAPA FRONTAL DE CAJA EN RACK BANCO DE FILTROS
 GEDDA
 NUMERO DE PIEZAS: 1
 DISEÑO: JOSE LUIS MASA
 10-10-08
 TALADROS
 A- TALADRO DIAMETRO 13 mm (16 posiciones)
 B- VER DETALLE TALADRO (5 posiciones)
 C- TALADRO DIAMETRO 6.5 mm (8 posiciones)

DETALLE TALADRO TIPO B



7.3.6. Cajón RF Vista Posterior



7.3.7. Cajón FI Vista Anterior

TAPA FRONTAL DE CAJA EN RACK BANCO DE FILTROS
GEDA

NÚMERO DE PIEZAS: 1

DISCRO: JOSE LUIS MASA

10-10-08

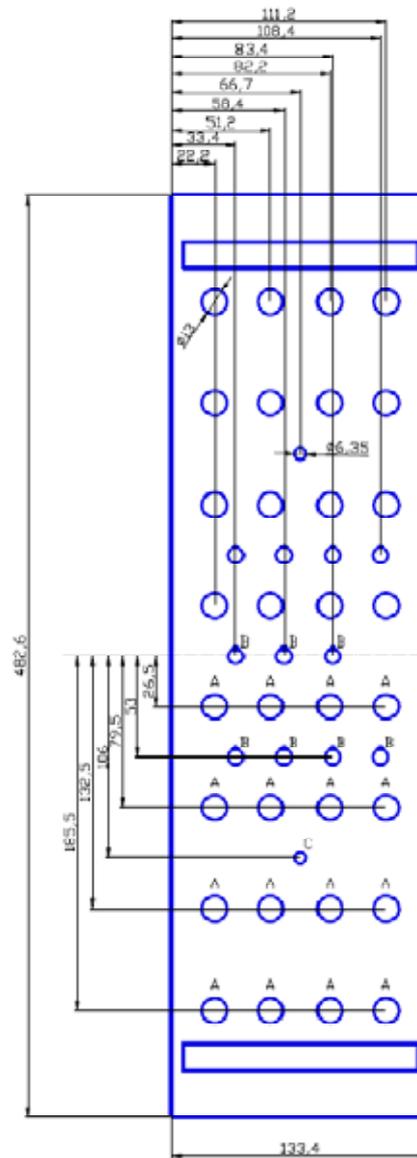
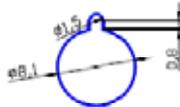
TALADROS

A- TALADRO DIAMETRO 13 mm (32 posiciones)

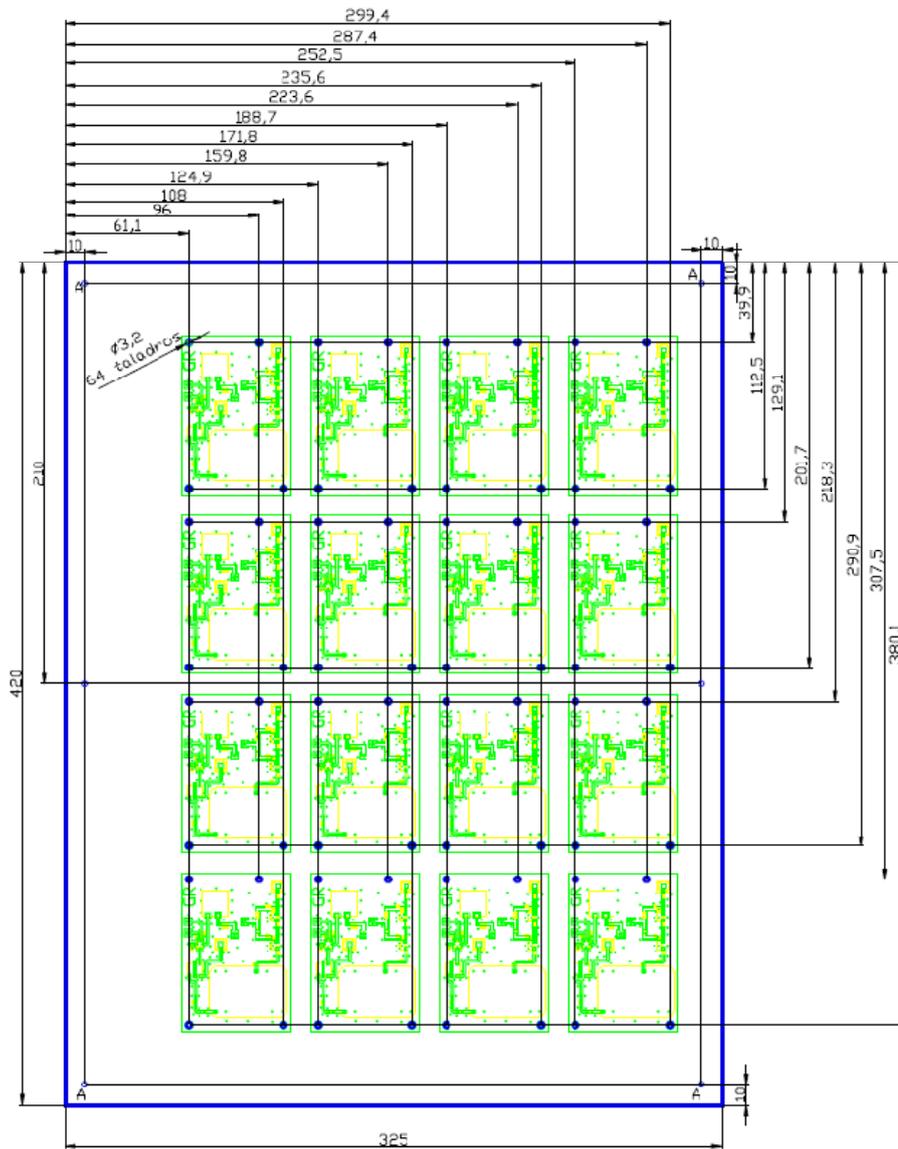
B- VER DETALLE TALADRO (11 posiciones)

C- TALADRO DIAMETRO 6,35 mm (2 posiciones)

DETALLE TALADRO TIPO B



7.3.8. Cajón FI Vista Superior



BASE PARA CAJA EN RACK BANCO DE FILTROS GEODIA

MASTER:AL; ALUMINIO de 1.5 mm de espesor

NUMERO DE PIEZAS: 1

DISEÑO: JOSE LUIS MASA

10-10-08

TALADROS

A- TALADRO ROSCADO M3 (6 taladros)

7.4. Hojas de datos

A continuación se presentarán las hojas de datos que proporcionan los fabricantes de los componentes empleados en el proyecto.

7.4.1. LNA

7.4.2. Filtro RF

7.4.3. Mezclador

7.4.4. Filtro FI

7.4.5. Amplificador FI

7.4.6. Generador de Ruido

7.4.7. Switch

7.4.8. Combinador de potencia

8. Referencias

- 1.1. **M. Sierra Pérez, B. Galocha Iragüen, J.L. Fernández-Jambrina, M. Sierra Castañer** *“Electrónica de Comunicaciones”* PEARSON Prentice-Hall 2003
- 1.2. **J.M. Hernando Rábanos** *“Transmisión por Radio”* Quinta edición
- 1.3. **I. Montesinos, M. Sierra-Pérez, J.L. Fernández, R. Martínez, J.L. Masa** *“Geoda: Adaptive Antenna of Multiple Planar Arrays for Satellite Communications”*
- 1.4. **J.L. Masa-Campos, I. Montesinos-Ortego, M. Sierra-Pérez** *“Triangular Planar Array Of A Pyramidal Adaptive Antenna For Satellite Communications At 1.7 Ghz”*
- 1.5. **M. Arias Campo, I. Montesinos Ortego, J.L. Fernández-Jambrina, M. Sierra Pérez** *“T/R module design for GEODA antenna”*
- 1.6. **I.Montesinos Ortego, J.L. Masa Campos, M. Sierra Pérez,J.L. Fernández Jambrina** *“Geoda: unitary cell distribution, composition and working properties”*
- 1.7. **I.Montesinos, J.L. Masa, M. Sierra-Pérez, J.L. Fernández-Jambrina** *“Geoda: Conformal Adaptive Antenna of Multiple Planar Arrays for Satellite Communications”*
- 1.8. **M.Sierra-Perez, A.Torres, J.L. Masa, M. Gómez, I. Montesinos** *“Geoda: Adaptive Antenna Array For Satellite Signal Reception”*.
- 1.9. **Documentación Privada de INSA**
- 1.10. <http://www.mvisioneros.com/index.php?topic=14866.15>
- 1.11. <http://www2.ncdc.noaa.gov/docs/klm/html/c7/sec7-1.htm>
- 1.12. http://es.wikipedia.org/wiki/Sputnik_1
- 1.13. <http://en.wikipedia.org/wiki/Telstar>
- 1.14. http://www.kalipedia.com/tecnologia/tema/graficos-comunicacion-satelite.html?x1=20070821klpinginf_28.Ees&x=20070821klpinginf_62.Kes
- 1.15. <http://hosting.udlap.mx/profesores/luisg.guerrero/Cursos/IE445/ApunteSie445/capitulo5home.htm>
- 1.16. <http://wwwchivas-sandra.blogspot.com/2009/10/comunicacion-satelital.html>
- 1.17. <http://gabnav.coolinc.info/p3.htm>
- 1.18. http://www.com.uvigo.es/asignaturas/scvs_ant/trabajos/curso0001/biblio/ICO/SISTEMA%20ICO.htm#sistema_ICO
- 1.19. <http://www.upv.es/satelite/trabajos/telecomovil/orbit.htm>
- 1.20. <http://www.upv.es/satelite/trabajos/pracGrupo17/sistemas.html>
- 1.21. <http://www.monografias.com/trabajos12/comsat/comsat.shtml>
- 1.22. http://es.wikipedia.org/wiki/Sat%C3%A9lite_de_comunicaciones
- 1.23. <http://www.upv.es/satelite/trabajos/pracGrupo17/historia.html>

- 1.24. <http://www.com.uvigo.es/asignaturas/scvs/trabajos/curso0001/biblio/ICO/SISTEMA%20ICO.htm>
- 1.25. <http://en.wikipedia.org/wiki/Orbcomm>
- 1.26. http://en.wikipedia.org/wiki/Iridium_satellite_constellation
- 1.27. <http://en.wikipedia.org/wiki/Globalstar>
- 1.28. <http://aerohost.com/images/GlobalstarConstellation.jpg>
- 1.29. http://www.planetomni.com/images/iridium_earth.gif
- 1.30. http://en.wikipedia.org/wiki/Highly_elliptical_orbit
- 1.31. http://en.wikipedia.org/wiki/Molniya_orbit
- 1.32. http://en.wikipedia.org/wiki/Tundra_orbit
- 1.33. http://en.wikipedia.org/wiki/Sirius_Satellite_Radio
- 1.34. http://www.kalipedia.com/tecnologia/tema/graficos-disposicion-orbitas-diferentes.html?x1=20070821klpinginf_29.Ees&x=20070821klpinginf_62.Kes
- 1.35. http://www.upv.es/satelite/trabajos/Grupo12_99.00/orbitas.htm
- 1.36. <http://www.noaa.gov/>
- 1.37. <http://www2.ncdc.noaa.gov/docs/klm/index.htm>
- 1.38. http://www.esa.int/esaEO/SEM9NO2VQUD_index_0_m.html
- 1.39. <http://en.wikipedia.org/wiki/MetOp>
- 1.40. http://en.wikipedia.org/wiki/Polar_orbit
- 1.41. <http://www.eumetsat.int/Home/Main/Satellites/Metop/MissionOverview/index.htm?l=en>
- 1.42. <http://projects.osd.noaa.gov/IJPS/mission.htm>
- 1.43. <http://www.oso.noaa.gov/poesstatus/index.asp>
- 1.44. http://www.satsignal.eu/software/hrpt_samples.htm
- 1.45. <http://www.vhfcomm.co.uk/noahrpt.htm>
- 1.46. <http://www2.ncdc.noaa.gov/docs/klm/html/c4/sec4-2.htm>
- 1.47. http://en.wikipedia.org/wiki/High_resolution_picture_transmission
- 1.48. <http://www2.ncdc.noaa.gov/docs/klm/html/c4/sec4-1.htm>
- 1.49. <http://books.google.es/books?id=4MeMlxFIUmUC&lpg=PA97&ots=OgqFnB31BO&dq=wrt%20nadir%20angle&pg=PA96#v=onepage&q=nadir&f=false>
- 1.50. http://www.kalipedia.com/tecnologia/tema/antenas-parabolicas.html?x=20070821klpinginf_62.Kes&ap=2
- 1.51. [http://es.wikipedia.org/wiki/Offset_\(antena\)](http://es.wikipedia.org/wiki/Offset_(antena))
- 1.52. http://www.kalipedia.com/tecnologia/tema/graficos-antena-i-offset.html?x1=20070821klpinginf_20.Ges&x=20070821klpinginf_62.Kes

- 1.53. http://www.kalipedia.com/tecnologia/tema/graficos-antena-cassegrain.html?x1=20070821klpinginf_21.Ges&x=20070821klpinginf_62.Kes
- 1.54. http://www.kalipedia.com/ecologia/tema/radioastronomia.html?x1=20070924klpcnafyq_207.Kes&x=20070924klpcnafyq_209.Kes
- 1.55. http://www.educarm.es/admin/historicoSeccionWebPublica.php?web=32&sec=878&ar=274&aplicacion=ASTRONOMIA&paginacion_list=15&zona=PROFESORES&menuSeccionado=
- 1.56. <http://www.vla.nrao.edu/>
- 1.57. http://es.wikipedia.org/wiki/Phased_array
- 1.58. http://en.wikipedia.org/wiki/Phased_array
- 1.59. <http://www.missiledefenseadvocacy.org/web/page/1043/sectionid/557/pagelevel/3/interior.aspx>
- 1.60. http://arantxa.ii.uam.es/~tco/Documentacion/Tema_1_2_Sistemas%20de%20Telecomunicacion_y_Sistemas_de_Transmision_ver0.pdf
- 1.61. http://es.wikipedia.org/wiki/Espectro_electromagn%C3%A9tico
- 1.62. <http://es.wikipedia.org/wiki/Radiofrecuencia>
- 1.63. http://es.wikipedia.org/wiki/Bandas_de_frecuencia
- 1.64. <http://www.solred.com.ar/lu6etj/tecnicos/handbook/tx-rx/tx-rx.htm>
- 1.65. http://en.wikipedia.org/wiki/Superheterodyne_receiver
- 1.66. http://es.wikipedia.org/wiki/Receptor_superheterodino
- 1.67. http://en.wikipedia.org/wiki/Low-noise_amplifier
- 1.68. <http://www.eandiltd.com/advice/1dbcompression.html>
- 1.69. http://en.wikipedia.org/wiki/Friis_formulas_for_noise
- 1.70. http://issuu.com/chrisnino/docs/divisor_de_potencia_de_wilkinson
- 1.71. <http://personal.us.es/jreina/Mic1.pdf>
- 1.72. http://en.wikipedia.org/wiki/Wilkinson_power_divider
- 1.73. http://arantxa.ii.uam.es/~jlmasa/trsf/practicas/practica1_2011.pdf
- 1.74. <http://www.frbb.utn.edu.ar/electronica/5-quinto/ea-iii/filtros%20saw%20parte%20i%20conceptos%20teoricos.pdf>
- 1.75. http://en.wikipedia.org/wiki/Surface_acoustic_wave
- 1.76. <http://es.wikipedia.org/wiki/Piezoelectricidad>
- 1.77. http://www.upv.es/satelite/trabajos/sat_tv/facto.htm

PRESUPUESTO**1) Ejecución Material**

- Cables, conectores y componentes pasivos..... 2000 €
- 16 LNA ZX60-LN-S+..... 1120 €
- 16 Filtros GIZA 3926 €
- 16 Convertidores Maxim..... 800.€
- 16 Filtros SIPAT..... 320 €
- Fabricación de circuitos ELATESA..... 64 €
- Total Ejecución de Material 8230 €

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material 1316.8 €

3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material 493.8 €

4) Honorarios Proyecto

- 640 horas a 15 € / hora 9600 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión 240 €
- Encuadernación 10 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto..... 19890.6 €

7) I.V.A. aplicable

- 18% Subtotal Presupuesto..... 3580.31 €

8) Total presupuesto

- Total Presupuesto 23470.91 €

Madrid, Marzo de 2011

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Álvaro Nussbaum Navarro

Ingeniero Superior de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un Banco de 16 receptores para comunicaciones en Banda L con la antena GEODA. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el

contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partidaalzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.