

Up/down-converter de LF a UHF

Trabajo Final de Graduación para acceder al
título de
Ingeniero Electrónico

Autor

Martin, Pablo

Director

Petruzzi, David

Co-directora

Cebedio, Celeste



Departamento de Electrónica y Computación
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de Mar del Plata
31 de enero de 2022



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Up/down-converter de LF a UHF

Trabajo Final de Graduación para acceder al
título de
Ingeniero Electrónico

Autor

Martin, Pablo

Director

Petruzzi, David

Co-directora

Cebedio, Celeste



Departamento de Electrónica y Computación
Facultad de Ingeniería
Universidad Nacional de Mar del Plata
31 de enero de 2022

Resumen

El Laboratorio de Comunicaciones (LAC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata tiene a las comunicaciones acústicas subacuáticas y a las señales acústicas subacuáticas de origen biológico como algunas de sus líneas de investigación. Además, cuenta con equipos de radio definida por software (SDR, Software-Defined Radio) para el análisis y procesamiento de señales, pero, debido a incompatibilidad entre frecuencias de trabajo, los mismos no son aptos para ser utilizados con señales acústicas subacuáticas.

El objetivo de este Trabajo Final es el diseño y la construcción de un dispositivo que permita utilizar un SDR comercial para el procesamiento de señales acústicas subacuáticas.

Índice general

1	Introducción	14
2	Justificación	16
2.1	Características típicas de equipos para comunicaciones acústicas subacuáticas	16
2.1.1	Comunicaciones acústicas subacuáticas	16
2.1.2	Señales acústicas subacuáticas de origen biológico	17
2.1.3	Conclusión	18
2.2	Especificaciones de los SDR	18
2.2.1	Conclusión	19
2.3	Up/down-converters existentes	19
2.3.1	Análisis de soluciones comerciales	19
2.3.2	Conclusión	20
3	Diseño	21
3.1	Diseño del up-convertor	21
3.1.1	Requerimientos a nivel sistema	22
3.1.1.1	Introducción	22
3.1.1.2	Parámetros del sistema de LF	23
3.1.1.3	Ganancia del up-convertor	24
3.1.1.4	Parámetros de los SDR	24
3.1.1.4.1	PlutoSDR	24
3.1.1.4.2	LimeSDR Mini	24
3.1.1.5	Parámetros del sistema completo	24
3.1.1.5.1	Cifra de ruido NF	25
3.1.1.5.2	Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3	26
3.1.1.5.3	Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) IP_{1dB}	27
3.1.1.6	Conclusión	28
3.1.2	Procedimiento de diseño	28
3.1.3	Limitador de entrada	29
3.1.3.1	Introducción	29
3.1.3.2	Análisis y simulación	29
3.1.3.2.1	Resolución del circuito	29
3.1.3.2.2	Función transferencia	30
3.1.3.2.3	Distorsión	31
3.1.3.2.4	Armónicas	31

3.1.3.2.5	Distorsión por intermodulación (IMD, Intermodulation Distortion)	33
3.1.3.2.6	Máxima potencia de entrada admisible	35
3.1.3.3	Conclusión	36
3.1.4	Filtro pasa-bajos	37
3.1.4.1	Introducción	37
3.1.4.2	Requerimientos	37
3.1.4.2.1	Fuentes de interferencia	37
3.1.4.2.2	Potencia de interferencia recibida	38
3.1.4.2.3	Atenuación	39
3.1.4.2.4	Distorsión	39
3.1.4.3	Diseño	39
3.1.4.3.1	Topología	39
3.1.4.3.2	Parámetros del filtro	40
3.1.4.3.3	Síntesis circuital	41
3.1.5	Limitador de salida	41
3.1.5.1	Introducción	41
3.1.5.2	Requerimientos	41
3.1.5.2.1	Máxima potencia de salida admisible	41
3.1.5.2.2	Ancho de banda	41
3.1.5.3	Diseño	41
3.1.5.3.1	Elección de un dispositivo	41
3.1.5.4	Verificación	42
3.1.6	Mezclador	42
3.1.6.1	Introducción	42
3.1.6.2	Requerimientos	43
3.1.6.2.1	Máxima potencia de entrada admisible	43
3.1.6.2.2	Cifra de ruido	43
3.1.6.2.3	Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden	44
3.1.6.2.4	Compresión de la ganancia	45
3.1.6.2.5	Rango de frecuencias	45
3.1.6.3	Diseño	45
3.1.6.3.1	Tipo de conexiones	45
3.1.6.3.2	"Nivel" del oscilador local	46
3.1.6.3.3	Rango de frecuencias	46
3.1.6.3.4	Pérdida de conversión	46
3.1.6.3.5	Elección de un dispositivo	46
3.1.6.4	Verificación	47
3.1.7	Oscilador local	47
3.1.7.1	Requerimientos	47
3.1.7.1.1	Frecuencia de oscilación	47
3.1.7.1.2	Tipo de señal de salida	47
3.1.7.1.3	Impedancia de salida	48
3.1.7.2	Diseño	48
3.1.7.2.1	Elección de un dispositivo	48
3.1.7.2.2	Conexión a una carga de 50[Ω]	48
3.1.7.2.3	Potencia de salida	49
3.1.8	Amplificador de oscilador local	49
3.1.8.1	Requerimientos	49

3.1.8.1.1	Ganancia	49
3.1.8.1.2	Compresión de la ganancia	50
3.1.8.1.3	Ancho de banda	50
3.1.8.2	Diseño	50
3.1.8.2.1	Elección de un dispositivo	50
3.1.8.3	Verificación	51
3.1.9	Conclusión	51
3.1.9.1	Parámetros del sistema diseñado	51
3.1.9.2	Verificación	51
3.2	Diseño del down-convertor	52
3.2.1	Requerimientos a nivel sistema	52
3.2.1.1	Introducción	53
3.2.1.2	Parámetros del sistema de LF	53
3.2.1.3	Ganancia del down-convertor	54
3.2.1.4	Parámetros de los SDR	54
3.2.1.5	Parámetros del sistema completo	54
3.2.1.5.1	Cifra de ruido NF	54
3.2.1.5.2	Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3	55
3.2.1.5.3	Punto de compresión de 1 $[dB]$ P_{1dB}	56
3.2.1.6	Conclusión	57
3.2.2	Procedimiento de diseño	57
3.2.3	Limitador de salida	57
3.2.4	Filtro pasa-bajos	57
3.2.4.1	Introducción	57
3.2.4.2	Requerimientos	57
3.2.4.2.1	Fuentes de interferencia	58
3.2.5	Mezclador	58
3.2.5.1	Introducción	58
3.2.5.2	Requerimientos	58
3.2.5.2.1	Cifra de ruido	58
3.2.5.2.2	Distorsión por productos de intermo- dulación de tercer orden	59
3.2.5.2.3	Compresión de la ganancia	60
3.2.5.2.4	Rango de frecuencias	61
3.2.5.3	Diseño	61
3.2.5.3.1	Tipo de conexiones	61
3.2.5.3.2	"Nivel" del oscilador local	61
3.2.5.3.3	Rango de frecuencias	61
3.2.5.3.4	Pérdida de conversión	61
3.2.5.3.5	Elección de un dispositivo	61
3.2.5.4	Verificación	61
3.2.6	Limitador de entrada	62
3.2.6.1	Introducción	62
3.2.6.2	Requerimientos	62
3.2.6.2.1	Máxima potencia de salida admisible	62
3.2.6.2.2	Ancho de banda	62
3.2.6.3	Diseño	62
3.2.6.3.1	Elección de un dispositivo	62
3.2.6.4	Verificación	63

3.2.7	Oscilador local	63
3.2.8	Amplificador de oscilador local	63
3.2.9	Conclusión	63
3.2.9.1	Parámetros del sistema diseñado	63
3.2.9.2	Verificación	63
3.3	Diseño de la fuente de alimentación	64
3.3.1	Requerimientos a nivel sistema	64
3.3.1.1	Introducción	64
3.3.1.2	Requerimientos de potencia	64
3.3.1.3	Ruido y ripple de tensión	65
3.3.1.4	Protecciones	65
3.3.2	Suministro de la alimentación	66
3.3.3	Elección de un dispositivo	66
3.3.3.1	Verificación	66
3.3.4	Protección contra sobre-tensiones transitorias	67
3.3.5	Protección contra polaridad invertida	68
3.4	Diseño de la placa de circuito impreso	69
3.4.1	Capacitores de desacople	69
3.4.2	Longitud eléctrica de transición	69
3.4.3	Consideraciones generales	70
3.4.4	Implementación del diseño	70
4	Resultados	79
4.1	Introducción	79
4.2	Mediciones	79
4.2.1	Aclaraciones generales	79
4.2.2	Instrumental utilizado	79
4.2.2.1	Generador senoidal de baja frecuencia	79
4.2.2.2	Generador senoidal de alta frecuencia	80
4.2.2.2.1	Comprobación de la calibración de la base de tiempos	80
4.2.2.2.2	Aclaración respecto a la estabilidad en frecuencia	80
4.2.2.3	Osciloscopio	80
4.2.2.3.1	Impedancia de entrada	81
4.2.2.4	Analizador de espectros	81
4.2.2.4.1	Limitaciones	81
4.2.2.5	Voltímetro de alterna de baja frecuencia	81
4.2.2.6	Voltímetro de continua	81
4.2.2.7	Frecuencímetro de baja frecuencia	81
4.2.2.8	Acoplador	81
4.2.2.9	Combinador	82
4.2.3	Up-converter	82
4.2.3.1	Ganancia	82
4.2.3.2	Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden	83
4.2.3.3	Compresión de la ganancia	85
4.2.4	Down-converter	86
4.2.4.1	Magnitud de la ganancia	86

4.2.4.2	Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden	88
4.2.4.3	Compresión de la ganancia	89
4.3	Procesamiento de datos	89
4.3.1	Up-convertor	89
4.3.1.1	Magnitud de la ganancia	89
4.3.1.2	Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden	92
4.3.1.3	Compresión de la ganancia	96
4.3.2	Down-convertor	98
4.3.2.1	Magnitud de la ganancia	98
4.3.2.2	Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden	99
4.3.2.3	Compresión de la ganancia	100
4.3.3	Magnitud de la ganancia up-convertor	103
4.3.4	Conclusiones	104
4.3.4.1	Up-convertor	104
4.3.4.2	Down-convertor	105
4.4	Demostración de una aplicación básica	105
4.4.1	Introducción	105
4.4.2	Descripción del grafo de flujo	109
4.4.2.1	Configuración	109
4.4.2.2	Recepción	109
4.4.2.3	Transmisión	110
4.4.3	Interpretación de los resultados	110
4.4.4	Conclusiones	111
5	Conclusiones	112
A	Listado de materiales (BoM, Bill of Materials)	119

Índice de figuras

1.1 Diagrama en bloques del sistema	15
3.1 Diagrama en bloques del sub-sistema upconverter	21
3.2 Sistema original	22
3.3 Sistema con SDR	23
3.4 Circuito del limitador	29
3.5 Función transferencia del limitador	30
3.6 Función transferencia de potencia y P_{1dB}	31
3.7 Señales de salida del limitador	32
3.8 Espectro de salida del limitador	33
3.9 Espectro de salida del limitador	34
3.10 Funciones transferencia para frecuencias fundamentales de las se- ñales de entrada y productos de IM3	35
3.11 Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajos	40
3.12 Realización circuital del filtro pasa-bajos	41
3.13 Circuito para interconexión LVDS a $50[\Omega]$	48
3.14 Diagrama en bloques del sub-sistema down-converter	52
3.15 Sistema original	53
3.16 Sistema con SDR	53
3.17 Diagrama esquemático completo	71
3.18 Placa de circuito impreso (capa 1, señal 1)	72
3.19 Placa de circuito impreso (capa 2, masa)	73
3.20 Placa de circuito impreso (capa 3, alimentación)	74
3.21 Placa de circuito impreso (capa 4, señal 2)	75
3.22 Modelo tridimensional	76
3.23 Placa de circuito impreso (implementación)	77
3.24 Dispositivo terminado (cara de baja frecuencia)	77
3.25 Dispositivo terminado (cara de alta frecuencia)	78
3.26 Dispositivo terminado (cara inferior)	78
4.1 Combinador resistivo en Δ	82
4.2 Banco de medición para la ganancia del up-converter en serie con el down-converter	83
4.3 Banco de medición para la ganancia del up-converter en serie con el down-converter (implementación)	83
4.4 Banco de medición para distorsión por productos de intermodu- lación de tercer orden up-converter	84

4.5 Banco de medición para distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-convertor (implementación)	84
4.6 Banco de medición para compresión de la ganancia up-convertor	85
4.7 Banco de medición para compresión de la ganancia up-convertor (implementación)	86
4.8 Banco de medición para magnitud de la ganancia down-convertor	87
4.9 Banco de medición para magnitud de la ganancia down-convertor (implementación)	87
4.10 Banco de medición para distorsión por productos de intermodulación de tercer orden down-convertor	88
4.11 Banco de medición para distorsión por productos de intermodulación de tercer orden down-convertor (implementación)	88
4.12 Ganancia up-convertor en serie con down-convertor: señales de entrada al up-convertor y de salida del down-convertor capturadas por el osciloscopio	90
4.13 Ganancia up-convertor en serie con down-convertor: espectro de entrada al down-convertor capturado por el analizador de espectros	91
4.14 Magnitud de la ganancia up-convertor en serie con down-convertor	92
4.15 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-convertor: señal de entrada al up-convertor capturada por el osciloscopio	93
4.16 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-convertor: espectro de entrada al up-convertor	94
4.17 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-convertor: espectro de salida del up-convertor	95
4.18 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-convertor: punto de intercepción de tercer orden IP_3	96
4.19 Compresión de la ganancia up-convertor: espectro de salida del up-convertor	97
4.20 Compresión de la ganancia up-convertor: punto de compresión de $1[dB] P_{1dB} (f = 10[kHz])$	98
4.21 Magnitud de la ganancia down-convertor	99
4.22 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden down-convertor: espectro de entrada al down-convertor	100
4.23 Compresión de la ganancia down-convertor: señal de salida del down-convertor capturada por el osciloscopio	101
4.24 Compresión de la ganancia down-convertor: espectro de salida del down-convertor	102
4.25 Compresión de la ganancia down-convertor: punto de compresión de $1[dB] P_{1dB} (f = 1[kHz])$	103
4.26 Magnitud de la ganancia up-convertor	104
4.27 Banco de pruebas para demostración de una aplicación básica	106
4.28 Grafo de flujo para demostración de una aplicación básica	107
4.29 Interfaz de usuario para demostración de una aplicación básica	108
4.30 Señal de salida down-convertor	109

Índice de tablas

2.1	Características de equipos de comunicaciones acústicas subacuáticas comúnmente utilizados	17
2.2	Rangos de frecuencias para señales acústicas producidas por diferentes fuentes biológicas (de acuerdo a Götz [41])	18
2.3	Rangos de frecuencias para señales acústicas producidas por diferentes fuentes biológicas (de acuerdo a European Science Foundation [35])	18
2.4	Especificaciones PlutoSDR	19
2.5	Especificaciones LimeSDR Mini	19
2.6	Requerimientos de los puertos de alta frecuencia	19
2.7	Up/down-converters comerciales analizados	20
3.1	Parámetros de un receptor de "buena" calidad	23
3.2	Requerimientos up-convertter	28
3.3	Especificaciones del limitador de entrada	37
3.4	Especificaciones del limitador Mini-Circuits RLM-23-1WL+ (para $f = 300[MHz]$)	42
3.5	Especificaciones del mezclador Mini Circuits ADE-1MH+	47
3.6	Especificaciones del amplificador de oscilador local (para $f = 400[MHz]$)	50
3.7	Especificaciones finales del up-convertter	51
3.8	Requerimientos down-convertter	57
3.9	Especificaciones del limitador de entrada del down-convertter (para $f = 300[MHz]$)	62
3.10	Especificaciones finales del down-convertter	64
3.11	Requerimientos de potencia	65
3.12	Especificaciones del regulador de tensión	66
4.1	Parámetros medidos del up-convertter	104
4.2	Parámetros medidos del down-convertter	105

Lista de símbolos

BW	Ancho de banda (BandWidth)
Att	Atenuación (Attenuation)
NF	Cifra de ruido (Noise Figure)
n	Coefficiente de emisión
I_S	Corriente inversa de saturación
F	Factor de ruido
f	Frecuencia
f_c	Frecuencia de corte
f_0	Frecuencia de portadora
f_{IM3}	Frecuencia de productos de intermodulación de tercer orden
G	Ganancia de potencia
Z_0	Impedancia característica
$L(d)$	Pérdida de camino
λ	Longitud de onda
TEL	Longitud eléctrica de transición (Transition Electrical Length)
CL	Pérdida de conversión (Conversion Loss)
IL	Pérdida de inserción (Insertion Loss)
ϵ_r	Permitividad eléctrica relativa
IP_{1dB}	Punto de compresión de 1 dB (referido a la entrada) (1 dB Compression Point, input-referenced)
OP_{1dB}	Punto de compresión de 1 dB (referido a la salida) (1 dB Compression Point, output-referenced)
IIP_3	Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) (Third-Order Intercept Point, input-referenced)
OIP_3	Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) (Third-Order Intercept Point, output-referenced)
$PAPR$	Relación de potencia pico a promedio (Peak-to-Average Power Ratio)
θ_{JA}	Resistencia térmica juntura-ambiente
τ_g	Retardo de grupo
T_A	Temperatura ambiente
T_J	Temperatura de juntura
V_F	Tensión de encendido
V_{CC}	Tensión entregada por la fuente de alimentación
V_p	Tensión pico
V_{pp}	Tensión pico a pico
V_T	Tensión térmica de juntura
t_f	Tiempo de bajada (fall time) de una señal digital
t_r	Tiempo de subida (rise time) de una señal digital

- v Velocidad de fase
- c Velocidad de propagación
- r_b Velocidad de señalización binaria

Lista de acrónimos

- AM** Modulación de amplitud (Amplitude Modulation)
- BoM** Listado de materiales (Bill of Materials)
- DC** Corriente continua (Direct Current)
- DPSK** PSK diferencial (Differential PSK)
- FFT** Transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform)
- FSK** Modulación por desplazamiento de frecuencia (Frequency Shift Keying)
- HF** Alta frecuencia (High Frequency)
- IC** Circuito integrado (Integrated Circuit)
- IF** Frecuencia intermedia
- IM3** Intermodulación de tercer orden
- IMD** Distorsión por intermodulación
- LF** Baja frecuencia (Low Frequency)
- LPF** Filtro pasa-bajos (Low-Pass Filter)
- LVDS** Señalización diferencial de baja tensión (Low-Voltage Differential Signalling)
- MFSK** FSK M-aria (M-ary FSK)
- MOSFET** Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)
- OFDM** Multiplexación por división de frecuencias ortogonales (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
- OL** Oscilador local
- PCB** Placa de circuito impreso (Printed Circuit Board)
- PIN** Material P, semiconductor intrínseco, material N
- PN** Material P, material N
- PSK** Modulación por desplazamiento de fase (Phase Shift Keying)
- PSRR** Relación de rechazo a la fuente de alimentación (Power Supply Rejection Ratio)
- PTH** Agujero pasante metalizado (Plated Through-Hole)
- QPSK** PSK en cuadratura (Quadrature PSK)
- RBW** Ancho de banda de resolución (Resolution BandWidth)
- RF** Radiofrecuencia
- RMS** Valor cuadrático medio (Root Mean Square)
- SDR** Radio definida por software (Software-Defined Radio)
- SE** Efectividad de blindaje (Shielding Effectiveness)
- SMD** Dispositivo de montaje superficial (Surface-Mount Device)
- SMT** Tecnología de montaje superficial (Surface-Mount Technology)
- SPICE** Programa de simulación con énfasis en circuitos integrados (Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis)

- TVS*** Supresión de tensiones transitorias (Transient-Voltage-Supression)
- UHF*** Ultra alta frecuencia (Ultra High Frequency)
- USB*** Bus serie universal (Universal Serial Bus)

Capítulo 1

Introducción

Los equipos de comunicaciones subacuáticas usan ondas acústicas para la transmisión por el medio acuático, debido a la gran atenuación que este último presenta para ondas electromagnéticas.

Las frecuencias utilizadas son las de la banda de baja frecuencia (LF, Low Frequency) de 30 a 300[kHz], o inferiores. Los tipos de modulación normalmente utilizados son modulación por desplazamiento de fase (PSK, Phase Shift Keying) o de frecuencia (FSK, Frequency Shift Keying).

Las señales subacuáticas de origen biológico se encuentran en las mismas bandas antes mencionadas.

Un SDR es un sistema de comunicaciones de radio, que permite implementar en software componentes que tradicionalmente han sido realizados mediante hardware (como, por ejemplo, mezcladores, filtros, amplificadores, moduladores, demoduladores, detectores, etc.). Los SDR comerciales de los que dispone el LAC (Analog Devices PlutoSDR^[29] y Lime microsystems LimeSDR Mini^[73]) trabajan en la banda de frecuencia ultra alta (UHF, Ultra High Frequency) de 300 a 3000[MHz], y permiten comunicación full-dúplex.

Por lo tanto, el dispositivo a implementar deberá realizar dos funciones:

- Convertir las señales de baja frecuencia provenientes del equipo de comunicaciones subacuáticas en señales de alta frecuencia, aceptadas por el SDR. Esta función la realiza el sub-sistema conocido como "up-converter".
- Convertir las señales de alta frecuencia provenientes del SDR en señales de baja frecuencia, aceptadas por el equipo de comunicaciones subacuáticas. Esta función la realiza el sub-sistema conocido como "down-converter".

De más está decir que estas conversiones en frecuencia deben ser realizadas introduciendo la menor distorsión y ruido posibles, de manera de no alterar la información contenida en las señales originales. Debe minimizarse especialmente la distorsión de fase y frecuencia de las señales, ya que en estos parámetros es donde se encuentra codificada la información en señales PSK y FSK.

En la figura [1.1](#) se muestra un diagrama en bloques del sistema.

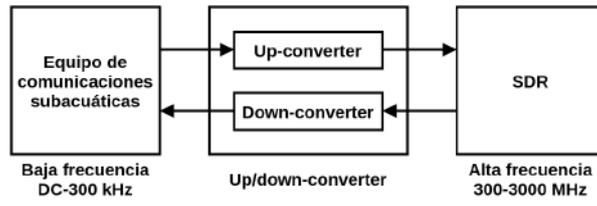


Figura 1.1: Diagrama en bloques del sistema

Capítulo 2

Justificación

2.1 Características típicas de equipos para comunicaciones acústicas subacuáticas

Para determinar los requerimientos del up/down-converter, es necesario conocer las características de los equipos para los que es necesario hacer de interfaz. Se trata de equipos para cumplir las siguientes funciones:

- Transmisión y recepción de comunicaciones acústicas subacuáticas.
- Recepción de señales acústicas subacuáticas de origen biológico.

2.1.1 Comunicaciones acústicas subacuáticas

Los equipos para esta aplicación consisten en transductores para adaptar las señales eléctricas al medio de transmisión acústico subacuático y moduladores o demoduladores de comunicaciones digitales (además de filtros y amplificadores o atenuadores). En este caso, es necesario conocer los esquemas de modulación, frecuencias de portadora y anchos de banda utilizados comúnmente en comunicaciones acústicas subacuáticas.

Con este fin se analizaron diferentes fuentes¹, las cuales se resumen en la tabla 2.1².

¹Las fuentes mencionadas fueron obtenidas de Stojanovic [104].

²Algunos anchos de banda fueron obtenidos a partir de la velocidad de señalización binaria r_b y el esquema de modulación [17].

Referencia	Esquema de modulación	Frecuencia de portadora f_0 [kHz]	Ancho de banda BW [kHz]
Catipovic y col. [20]	64MFSK	25	0.83
Suzuki y Sasaki [106]	4DPSK	20	8
Singh y col. [96]	—	10	2
Coates, Zheng y Wang [22]	2DPSK o 4DPSK	50	10
Howe y col. [49]	2DPSK	40	10
Stojanovic, Catipovic y Proakis [102]	QPSK	1	0.033, 0.33 o 1
Stojanovic, Catipovic y Proakis [102]	8PSK	1	0.2 o 0.5
Stojanovic, Catipovic y Proakis [102]	QPSK	15	0.5 o 5
Stojanovic, Catipovic y Proakis [102, 101]	—	1	—
Stojanovic, Catipovic y Proakis [103]	8PSK	1	0.17
Aval y Stojanovic [12]	OFDM QPSK	10.5 a 15.5	5

Tabla 2.1: Características de equipos de comunicaciones acústicas subacuáticas comúnmente utilizados

Analizando dicha tabla puede concluirse que, en general, se utilizan esquemas de modulación de fase (PSK), con frecuencias de portadora f_0 de 1 a 50[kHz], y anchos de banda BW de 33[Hz] a 10[kHz].

2.1.2 Señales acústicas subacuáticas de origen biológico

A diferencia del caso anterior, para recibir este tipo de señales no es necesario utilizar un demodulador. Entonces, los equipos consisten simplemente en un transductor (hidrófono o arreglo de hidrófonos) y los filtros y amplificadores o atenuadores que sean necesarios. Para este tipo de señales es necesario conocer el rango de frecuencias de las mismas.

Con este fin se analizaron dos fuentes, las cuales se resumen en las tablas [2.2] y [2.3].

³Los valores contenidos en ambas tablas son aproximados, ya que fueron tomados de gráficos en las referencias correspondientes.

Fuente	Rango de frecuencias $f [Hz]$
Ballenas	5 a 30×10^3
Peces	60 a 1×10^3
Focas y lobos marinos	40 a 70×10^3
Ballenas dentadas	400 a 160×10^3

Tabla 2.2: Rangos de frecuencias para señales acústicas producidas por diferentes fuentes biológicas (de acuerdo a Götz [41])

Fuente	Rango de frecuencias $f [Hz]$
Ballena azul (<i>Balaenoptera musculus</i>), ballena de aleta (<i>Balaenoptera physalus</i>)	10 a 40
Ballena jorobada (<i>Megaptera novaeangliae</i>)	30 a 1.7×10^3
Ballena boreal (<i>Balaena mysticetus</i>), ballena franca (<i>Eubalaena</i>), ballena gris (<i>Eschrichtius robustus</i>)	10 a 700
"Silvidos" de delfín	650 a 30×10^3
"Coros" de peces	200 a 20×10^3
Cachalote (<i>Physeter macrocephalus</i>)	1.5×10^3 a 5×10^3
"Clicks" de delfín	65×10^3 a 190×10^3
Camarón pistola o alféido (<i>Alpheidae</i>)	50 a $> 1 \times 10^6$

Tabla 2.3: Rangos de frecuencias para señales acústicas producidas por diferentes fuentes biológicas (de acuerdo a European Science Foundation [35])

A partir de la observación de estas tablas, puede concluirse que las señales acústicas subacuáticas de origen biológico (excluyendo las generadas por los alféidos) se encuentran en el rango de $5[Hz]$ a $190[kHz]$.

2.1.3 Conclusión

Mediante los análisis recién realizados, puede concluirse que se requiere un equipo que sea capaz de trabajar en el rango de frecuencias de $5[Hz]$ a $190[kHz]$ y, en el caso de ser utilizado para comunicaciones, que sea apto para trabajar con modulación digital de fase (PSK).

Para tratar de abarcar la totalidad de las fuentes de señales de potencial interés, se opta por un rango de frecuencias de 0 a $300[kHz]$.

2.2 Especificaciones de los SDR

Analizando las hojas de datos de los front-end de RF de ambos SDR^{[30][72]} pueden determinarse las especificaciones de los puertos de alta frecuencia del up/down-converter, detalladas en las tablas [2.4](#) y [2.5](#).

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias (centro del canal) [MHz]	325 a 3800
Ancho de canal [kHz]	200 a 20000
Potencia de entrada máxima [dBm]	2.5
Potencia de salida máxima [dBm]	8
Impedancia de entrada/salida [Ω]	50
Tipo de conectores	SMA

Tabla 2.4: Especificaciones PlutoSDR

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias (centro del canal) [MHz]	0.1 a 3800
Ancho de canal [kHz]	100 a 30720
Potencia de entrada máxima [dBm]	12
Potencia de salida máxima [dBm]	0
Impedancia de entrada/salida [Ω]	50
Tipo de conectores	SMA

Tabla 2.5: Especificaciones LimeSDR Mini

2.2.1 Conclusión

Combinando las especificaciones de ambos SDR y el rango de frecuencias de potencial interés obtenido en [2.1.3⁴](#), pueden determinarse los requerimientos de diseño para los puertos de alta frecuencia. Los mismos se resumen en la tabla [2.6](#).

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias (centro del canal) [MHz]	325 a 3800
Ancho de canal [kHz]	600
Potencia de entrada (desde el SDR) máxima [dBm]	8
Potencia de salida (hacia el SDR) máxima [dBm]	2.5
Impedancia de entrada/salida [Ω]	50
Tipo de conectores	SMA

Tabla 2.6: Requerimientos de los puertos de alta frecuencia

2.3 Up/down-converters existentes

2.3.1 Análisis de soluciones comerciales

En la tabla [2.7](#) se presenta una serie de equipos comerciales que fueron analizados. Dichos equipos son en su amplia mayoría up-converters, siendo Analog Devices [9](#) el único up/down-converter.

⁴Se asume que la salida del up/down-converter es de doble banda lateral, o sea que el ancho de banda de salida es el doble que el de entrada.

Referencia	Rango de frecuencias de LF [Hz]	Rango de frecuencias de HF [Hz]
Analog Devices [9]	1×10^6 a 100×10^6	330×10^6 a 380×10^6
Katsouris [61]	0 a 120×10^3 o 0 a 520×10^3	10×10^6
Katsouris [60]	0 a 55×10^6	200×10^6
Gentges y Ratzlaff [37]	10×10^3 a 500×10^3	2×10^6 a 14×10^6
Olson [83]	10×10^3 a 300×10^3	4×10^6 o 10×10^6
LF Engineering Co. [65]	3×10^3 a 530×10^3	4×10^6
Nooelec Inc. [82]	100×10^3 a 65×10^6	125×10^6
DL1YE [33]	$\approx 10 \times 10^3$ a 500×10^3	10×10^6
Giangrandi [40]	0 a 500×10^3	5×10^6
Laphorn [64]	0 a 100×10^3	12×10^6
Kunz [63]	0 a 100×10^3 o 0 a 1.6×10^6	12×10^6

Tabla 2.7: Up/down-converters comerciales analizados

2.3.2 Conclusión

Observando los equipos recién analizados, puede notarse que ninguno es capaz de trabajar por sí solo en los rangos de frecuencias necesarios (ver 2.1.3 y 2.2.1).

Existe la posibilidad de acoplar en la entrada del equipo mencionado en Analog Devices [9], alguno de los otros equipos. Pero, aún así, esta opción no es totalmente viable, ya que la gran mayoría de los up-converters analizados tienen entradas de alta impedancia (para conectar directamente una antena), en vez de $50[\Omega]$ ⁵.

Más aún, en general estos dispositivos no especifican sus características de linealidad y ruido.

Finalmente, incluso si se aceptaran todas estas desventajas, todavía quedaría por resolver la función de down-conversion.

Por todas estas razones, se considera justificado el diseño de un equipo específico para solucionar esta problemática.

⁵Esto podría subsanarse con la utilización de un balún, pero a cambio de perder la posibilidad de recibir señales por debajo de $\approx 10[kHz]$.

Capítulo 3

Diseño

3.1 Diseño del up-converter

El primer sub-sistema a analizar será el up-converter, cuyo diagrama en bloques se presenta en la figura 3.1

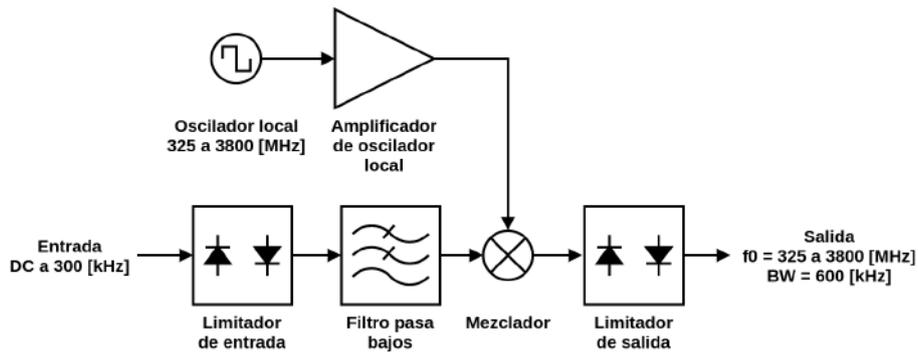


Figura 3.1: Diagrama en bloques del sub-sistema upconverter

La función básica de cada bloque es la siguiente:

- **Limitador de entrada:** La función de este bloque es proveer protección al resto del sistema contra niveles de energía que puedan llegar a dañarlos.
- **Filtro pasa-bajos:** Este filtro brinda rechazo a frecuencia imagen, y a señales y ruido fuera de la banda de interés.

Debe proveerse rechazo a frecuencia imagen para evitar que esta interfiera con la señal deseada, luego del proceso de mezclado.

Al rechazarse señales y ruido fuera de banda, se limita la potencia de entrada al mezclador, y esto evita que el mismo sea saturado.

- **Mezclador:** El mezclador es el encargado de obtener el producto entre la señal de entrada y el oscilador local, logrando de esta forma obtener en la salida la información proveniente del equipo de comunicaciones subacuáticas, trasladada a la banda de frecuencias de trabajo del SDR.

- **Oscilador local (OL):** El oscilador local es el encargado de generar la señal a multiplicar con la señal de entrada, para poder llevar esta última a la frecuencia de trabajo del SDR.
- **Amplificador de oscilador local:** Ya que el mezclador requiere que la señal proveniente del OL sea de una potencia específica, es necesario amplificar la señal generada por el cristal mediante este bloque.
- **Limitador de salida:** Para que la señal de salida que es enviada al SDR nunca supere los niveles máximos de potencia admitidos por este, se incluye un bloque limitador, similar al que se encuentra a la entrada.

3.1.1 Requerimientos a nivel sistema

El primer paso para el diseño de un sistema es la determinación de las especificaciones que el mismo debe cumplir. Esta tarea es abordada a continuación.

3.1.1.1 Introducción

En la figura 3.2 puede verse un diagrama en bloques del sistema de LF original (es decir, sin el SDR), formado por un hidrófono y un pre-amplificador. Este sistema está caracterizado por NF_0 , $IIP_{3,0}$, $IP_{1dB,0}$ y G_0 .

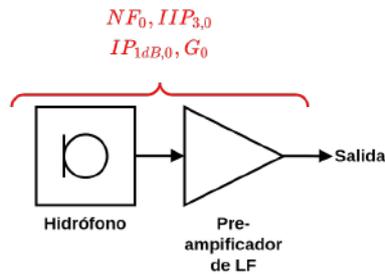


Figura 3.2: Sistema original

En la figura 3.3 fue agregado el up-converter y el SDR, con sus correspondientes parámetros.

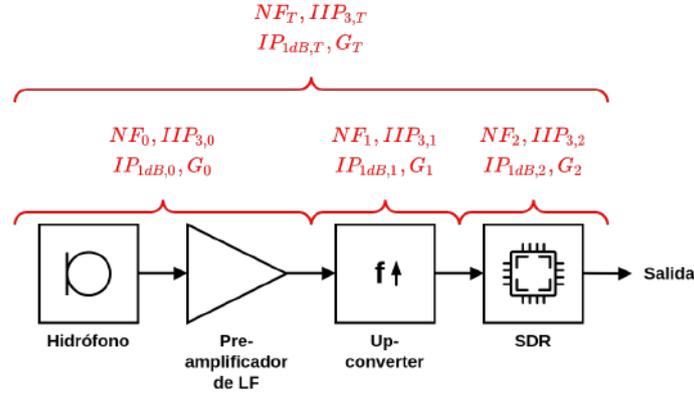


Figura 3.3: Sistema con SDR

Dado que no se posee el sistema de LF ni información acerca del mismo, se asumirá que el mismo tiene los parámetros de un receptor de "buena" calidad, y se diseñará para que el sistema completo (con el agregado del up-converter y el SDR) pueda seguir siendo considerado "aceptable".

En la tabla 3.1 se detallan los rangos que deben tener los parámetros de un receptor para poder ser considerado de "buena" calidad^{[90][91]}.

Parámetro	Valor
Cifra de ruido NF [dB]	2 a 10
Factor de ruido F	1.58 a 10
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 [dBm]	0 a 5
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) IP_{1dB} [dBm]	-10 a -5

Tabla 3.1: Parámetros de un receptor de "buena" calidad

Adicionalmente, para ser considerado "aceptable", debe ser $IIP_3 \geq -10$ [dBm]^[19].

En el caso de receptores, los parámetros de linealidad (IP_3 y P_{1dB}) se utilizan referidos a la entrada^[98].

3.1.1.2 Parámetros del sistema de LF

Para que el análisis sea posible, es necesario contar con los rangos de variación de los parámetros del sistema de LF. Se utilizarán los de la tabla 3.1, excepto para la ganancia G_0 .

Al no disponer del sistema de LF, se supondrá que el pre-amplificador del mismo permite ajustar su ganancia en un determinado rango, el cual se asume de 0 a 96[dB]^[2]. Este es el rango que se utilizará para G_0 .

¹Si la distorsión por intermodulación dominante es producida por productos de tercer orden, $IP_{1dB} \approx IIP_3 - 10$ [dB]^[67].

²Este rango se obtuvo analizando diversas opciones de pre-amplificadores para hidrófonos, correspondiendo el valor mínimo de 0[dB] a ganancia unitaria^{[15][69][8][92][34][66][6][50]}.

3.1.1.3 Ganancia del up-converter

El up-converter consiste en las siguientes etapas con las correspondientes ganancias:

- **Limitador de entrada:** Ganancia unitaria.
- **Filtro pasa-bajos:** Pérdida de inserción de 0 (para baja frecuencia) a $3[dB]$ (para su frecuencia de corte). Esto implica una ganancia de -3 a $0[dB]$.
- **Mezclador:** Pérdida de conversión de 4.5 a $9[dB]$ ^[68]. Esto implica una ganancia de -9 a $-4.5[dB]$.
- **Limitador de salida:** Ganancia unitaria.

Teniendo en cuenta esto, la ganancia G_1 del up-converter varía entre -12 y $-4.5[dB]$.

3.1.1.4 Parámetros de los SDR

Analizando las características de ambos SDR, pueden determinarse los valores requeridos de los parámetros.

3.1.1.4.1 PlutoSDR A pesar de que la cifra de ruido especificada en la hoja de datos es de $2.5[dB]$ ^[30], se prefirió utilizar un valor más conservador, medido experimentalmente, de $6.1[dB]$ ^[27].

Respecto al punto de intercepción de tercer orden, este se especifica referido a la entrada, siendo $IIP_3 = -18[dBm]$ ^[30]. Para referirlo a la salida, simplemente es necesario afectarlo por la ganancia correspondiente. Este parámetro está especificado para la máxima ganancia posible.

En el caso del punto de compresión de $1[dB]$ P_{1dB} , el mismo no se especifica, por lo tanto se lo aproximó como $IIP_{1dB} \approx IIP_3 - 10[dB] = -28[dBm]$ ^[67].

La ganancia de este SDR puede variarse entre 0 y $74.5[dB]$ ^[30].

3.1.1.4.2 LimeSDR Mini A pesar de que la cifra de ruido especificada en la hoja de datos es de $2.0[dB]$ ^[72], se prefirió utilizar un valor más conservador, medido experimentalmente, de $13.8[dB]$ ^[27].

Respecto al punto de intercepción de tercer orden, este se especifica referido a la entrada, siendo $IIP_3 = 4[dBm]$ ^[72]. Para referirlo a la salida, simplemente es necesario afectarlo por la ganancia correspondiente. Este parámetro está especificado para la máxima ganancia posible.

En el caso del punto de compresión de $1[dB]$ P_{1dB} , el mismo no se especifica, por lo tanto se lo aproximó como $IP_{1dB} \approx IIP_3 - 10[dB] = -6[dBm]$ ^[67].

La ganancia de este SDR puede variarse entre 0 y $89[dB]$ ^[72].

3.1.1.5 Parámetros del sistema completo

A continuación se analizan los parámetros del sistema en cascada de la figura [3.3](#) en función de los bloques que lo conforman.

3.1.1.5.1 Cifra de ruido NF El factor de ruido total del sistema en cascada de la figura 3.3 puede calcularse aplicando la fórmula de ruido de Friis³⁶:

$$F_T = F_0 + \frac{F_1 - 1}{G_0} + \frac{F_2 - 1}{G_0 G_1} \quad (3.1)$$

donde: F_T : factor de ruido total (adimensional)
 F_0 : factor de ruido del sistema de LF (adimensional)
 G_0 : ganancia de potencia del sistema de LF (adimensional)
 F_1 : factor de ruido del up-converter (adimensional)
 G_1 : ganancia de potencia del up-converter (adimensional)
 F_2 : factor de ruido del SDR (adimensional)

Una vez obtenido el factor de ruido, la cifra de ruido total es, simplemente:

$$NF_T = 10 \log F_T \quad (3.2)$$

donde: NF_T : cifra de ruido total [dB]
 F_T : factor de ruido total (adimensional)

Como fue mencionado en la tabla 3.1 para ser considerado de "buena" calidad, un dispositivo debe tener un factor de ruido F entre 1.58 y 10.

El caso a analizar es el siguiente:

- El sistema de LF tiene el mejor factor de ruido posible dentro del rango mencionado, es decir $F_0 = 1.58$.
- El agregado del up-converter y el SDR deterioran este factor de ruido, pero lo suficientemente poco como para que el sistema completo se mantenga dentro del mismo rango ($F_T \leq 10$).
- La ganancia del up-converter es la mínima posible³, $G_1 = -12[dB] = 0.063$ (ver 3.1.1.3).
- El up-converter también tiene su factor de ruido en el mismo rango. Entonces $1.58 \leq F_1 \leq 10$.
- El SDR tiene el peor factor de ruido posible, es decir $F_2 = 23.99$ (correspondiente a $NF_2 = 13.8[dB]$, ver 3.1.1.4.2).

Reemplazando estos valores en la ecuación 3.1 se obtiene:

$$G_0 \geq 16.47[dB] \quad (3.3)$$

Como G_0 se encuentra dentro del rango de variación establecido en 3.1.1.2 cualquier factor de ruido menor a 10 (es decir, $NF_1 \leq 10[dB]$) cumple el requerimiento para F_T .

³Este es el peor caso ya que a menor ganancia, mayor factor de ruido. Esto puede determinarse por inspección de la ecuación 3.1

3.1.1.5.2 Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 El IIP_3 puede aproximarse de la siguiente manera^[99]:

$$\frac{1}{IIP_{3,T}} \approx \frac{1}{IIP_{3,0}} + \frac{G_0}{IIP_{3,1}} + \frac{G_0 G_1}{IIP_{3,2}} \quad (3.4)$$

donde: $IIP_{3,T}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) total [W]

$IIP_{3,0}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) del sistema de LF [W]

G_0 : ganancia de potencia del sistema de LF (adimensional)

$IIP_{3,1}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) del up-converter [W]

G_1 : ganancia de potencia del up-converter (adimensional)

$IIP_{3,2}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) del SDR [W]

Como fue mencionado en [3.1.1.1](#), para ser considerado de "buena" calidad, un dispositivo debe tener un punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 entre 0 y 5[dBm], siendo $-10[dBm]$ el mínimo valor aceptable.

El caso a analizar es el siguiente:

- El sistema de LF tiene el mejor IIP_3 posible dentro del rango mencionado, es decir $IIP_{3,0} = 5[dBm]$.
- El up-converter tiene el peor IIP_3 dentro del rango mencionado, es decir $IIP_{3,2} = 0[dBm]$.
- El agregado del up-converter y el SDR deterioran este IIP_3 , pero lo suficientemente poco como para que el sistema completo se mantenga por encima del mínimo valor aceptable ($IIP_{3,T} \geq -10[dBm]$).
- La ganancia del up-converter es la máxima posible^[4] $G_1 = -4.5[dB] = 0.35$ (ver [3.1.1.3](#)).
- El SDR tiene el peor IIP_3 posible, es decir $IIP_{3,2} = 0[dBm]$ ^[5].

Reemplazando estos valores en la ecuación [3.4](#) y resolviendo, se obtiene:

$$G_0 \leq 8.54[dB] \quad (3.5)$$

Como G_0 se encuentra dentro del rango de variación establecido en [3.1.1.2](#), cualquier punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) mayor a 0[dBm] cumple el requerimiento para $IIP_{3,T}$.

⁴Este es el peor caso ya que a mayor ganancia, menor IIP_3 . Esto puede determinarse por inspección de la ecuación [3.4](#).

⁵Se desea realizar el análisis para el SDR con el peor IIP_3 posible, pero este es $IIP_{3,2} = -18[dBm]$ (ver [3.1.1.4.1](#)) y, analizando la ecuación [3.4](#) puede comprobarse que sería imposible lograr $IIP_{3,T} \geq -10[dBm]$ en estas condiciones. Por lo tanto, se eligió utilizar el mínimo valor que puede ser considerado como de "buena" calidad.

3.1.1.5.3 Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) IP_{1dB}
El OP_{1dB} puede aproximarse como⁹⁹:

$$\frac{1}{\sqrt{OP_{1dB,T}}} \approx \frac{1}{\sqrt{G_2 G_1 OP_{1dB,0}}} + \frac{1}{\sqrt{G_2 OP_{1dB,1}}} + \frac{1}{\sqrt{OP_{1dB,2}}} \quad (3.6)$$

donde: $OP_{1dB,T}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) total [W]
 $OP_{1dB,0}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) del sistema de LF [W]
 $OP_{1dB,1}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) del up-converter [W]
 G_1 : ganancia de potencia del up-converter (adimensional)
 $OP_{1dB,2}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) del SDR [W]
 G_2 : ganancia de potencia del SDR (adimensional)

Como fue mencionado en [3.1.1.1](#), para ser considerado de "buena" calidad, un dispositivo debe tener un punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) IP_{1dB} entre -10 y $-5[dBm]$, siendo $-20[dBm]$ el mínimo valor aceptable.

Este requerimiento fue establecido respecto a la entrada, pero la ecuación [3.6](#) está referida respecto a la salida. Los P_{1dB} referidos a la entrada y a la salida se relacionan de la siguiente manera:

$$OP_{1dB} = IP_{1dB} + (G - 1[dB]) \quad (3.7)$$

donde: OP_{1dB} : punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) [dBm]
 IP_{1dB} : punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) [dBm]
 G : ganancia de potencia [dB]

Utilizando esta ecuación, puede reescribirse [3.6](#) como:

$$\frac{1}{\sqrt{IP_{1dB,T}}} \approx \frac{1}{\sqrt{IP_{1dB,0}}} + \frac{\sqrt{G_0}}{\sqrt{IP_{1dB,1}}} + \frac{\sqrt{G_0 G_1}}{\sqrt{IP_{1dB,2}}} \quad (3.8)$$

donde: $IP_{1dB,T}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) total [W]
 $IP_{1dB,0}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) del sistema de LF [W]
 G_0 : ganancia de potencia del sistema de LF (adimensional)
 $IP_{1dB,1}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) del up-converter [W]
 G_1 : ganancia de potencia del up-converter (adimensional)
 $IP_{1dB,2}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) del SDR [W]

El caso a analizar es el siguiente:

- El sistema de LF tiene el mejor IP_{1dB} posible dentro del rango mencionado, es decir $IP_{1dB,0} = -5[dBm]$.
- El up-converter tiene el peor IP_{1dB} dentro del rango mencionado, es decir $IP_{1dB,1} = -10[dBm]$.

- El agregado del up-converter y el SDR deterioran este IP_{1dB} , pero lo suficientemente poco como para que el sistema completo se mantenga por encima del mínimo valor aceptable ($IP_{1dB,T} \geq -20[dBm]$).
- La ganancia del up-converter es la máxima posible⁶ $G_1 = -4.5[dB] = 0.35$ (ver [3.1.1.3](#)).
- El SDR tiene el peor IP_{1dB} posible, es decir $IP_{1dB,2} = -10[dBm]$ ⁷.

Reemplazando estos valores en la ecuación [3.8](#) y resolviendo, se obtiene:

$$G_0 \leq 4.24[dB] \quad (3.9)$$

Como G_0 se encuentra dentro del rango de variación establecido en [3.1.1.2](#) cualquier punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la entrada) mayor a $-10[dBm]$ cumple el requerimiento para $IP_{1dB,T}$.

3.1.1.6 Conclusión

En esta sección se establecieron los requerimientos que debe cumplir el up-converter, los cuales se resumen en la tabla [3.2](#).

Parámetro	Valor
Cifra de ruido $NF_1(max)$ [dB]	10
Factor de ruido $F_1(max)$	10
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) $IIP_{3,1}(min)$ [dBm]	0
Punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la entrada) $IP_{1dB,1}(min)$ [dBm]	-10

Tabla 3.2: Requerimientos up-converter

3.1.2 Procedimiento de diseño

Debido a la dificultad de diseñar limitadores con características de linealidad (IP_3 y P_{1dB}) y ruido (NF) específicas, se comenzará el proceso de diseño con estos bloques.

Luego se continuará con el filtro pasa-bajos⁸ y el mezclador (con su oscilador local y, de ser necesario, amplificador de oscilador local), el cual deberá tener las características de linealidad y ruido para que el sistema completo cumpla los requerimientos de la tabla [3.2](#).

⁶Este es el peor caso ya que a mayor ganancia, menor IP_{1dB} . Esto puede determinarse por inspección de la ecuación [3.8](#).

⁷Se desea realizar el análisis para el SDR con el peor IP_{1dB} posible, pero este es $IP_{1dB,2} = -28[dBm]$ (ver [3.1.1.4.1](#)) y, analizando la ecuación [3.4](#) puede comprobarse que sería imposible lograr $IP_{1dB,T} \geq -20[dBm]$ en estas condiciones. Por lo tanto, se eligió utilizar el mínimo valor que puede ser como de "buena" calidad.

⁸Un filtro pasivo puede asumirse con una transferencia perfectamente lineal ($IP_3 \rightarrow \infty$ y $P_{1dB} \rightarrow \infty$) para los rangos de tensiones, corrientes y potencias a utilizar en esta aplicación. La cifra de ruido de un sistema pasivo es igual a su pérdida de inserción (o sea, en condiciones de adaptación, a la atenuación del filtro), $NF = IL = Att$.

3.1.3 Limitador de entrada

3.1.3.1 Introducción

Como ya fue mencionado, el objetivo de este bloque es evitar que un nivel de energía excesivo pueda dañar al sistema.

Existen dos topologías básicas para realizar esta función mediante diodos semiconductores⁹⁷: un diodo en paralelo con un inductor o dos diodos en anti-paralelo.

En este caso se optó por utilizar la configuración diodo-diodo, para evitar la utilización de un inductor, con su correspondiente costo y, de ser necesario construirlo, complejidad.

3.1.3.2 Análisis y simulación

3.1.3.2.1 Resolución del circuito En este apartado se realizará un análisis y simulación, con el objetivo de determinar como se ven afectadas las señales de baja potencia⁹.

El circuito a analizar es el de la figura 3.4.

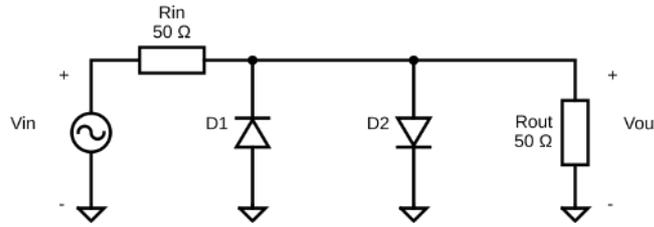


Figura 3.4: Circuito del limitador

Para analizar el comportamiento de los diodos, se utilizará el modelo de Shockley, por caracterizar de manera adecuada el comportamiento para pequeña y gran señal. Este modelo es descrito por la siguiente ecuación:

$$I_D(V_D) = I_S \left(e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

donde: I_D : corriente en el diodo [A]

V_D : tensión en el diodo [V]

I_S : corriente inversa de saturación [A]

n : coeficiente de emisión (adimensional)

V_T : tensión térmica de juntura [V]

Resolviendo el circuito se obtiene la siguiente expresión:

$$V_{in} = V_{out} + I_{in} R_{in} \quad (3.11a)$$

$$I_{in} = \frac{V_{out}}{R_{out}} + I_D(V_{out}) \quad (3.11b)$$

$$V_{in} = V_{out} \left(1 + \frac{R_{in}}{R_{out}} \right) + R_{in} I_D(V_{out}) \quad (3.11c)$$

⁹Esta sección es mayormente una adaptación de Giangrandi ³⁹.

Donde la corriente en los diodos es:

$$I_D(V_{out}) = -I_{D1} + I_{D2} \quad (3.12a)$$

$$I_D(V_{out}) = -I_S \left(e^{-\frac{V_{out}}{nV_T}} - 1 \right) + I_S \left(e^{\frac{V_{out}}{nV_T}} - 1 \right) \quad (3.12b)$$

Las ecuaciones 3.11 y 3.12 definen $V_{out}(V_{in})$, pero es necesaria la expresión inversa $V_{in}(V_{out})$ para poder obtener valores de salida a partir de valores de entrada. Estas ecuaciones no pueden ser resueltas analíticamente, por lo tanto se utilizará cálculo numérico.

3.1.3.2.2 Función transferencia Para poder realizar las simulaciones, es necesario adoptar valores para los parámetros de la transferencia.

Para los diodos, se optó por elegir los valores correspondientes a un 1N4148 por ser muy común, de bajo costo, y apto para operar a la frecuencia requerida. A partir del modelo SPICE provisto por un fabricante^[93], se obtuvo:

$$I_S = 4.352[nA] \quad (3.13a)$$

$$n = 1.906 \quad (3.13b)$$

También se adoptó una tensión térmica de juntura $V_T \approx 26[mV]$.

Utilizando estos valores, se calculó la función transferencia del circuito, la cual se muestra en la figura 3.5. En la misma puede apreciarse la limitación de la amplitud de salida y las alinealidades causadas por los diodos.

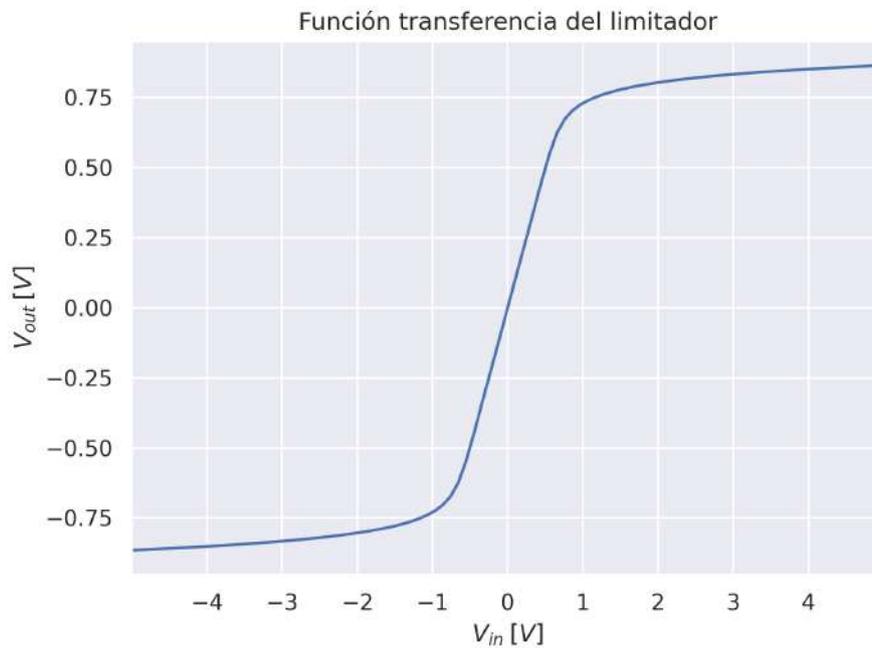


Figura 3.5: Función transferencia del limitador

Cabe aclararse que el modelo desarrollado no es dependiente de la frecuencia¹⁰.

3.1.3.2.3 Distorsión Debido al efecto de limitación de amplitud introducido por los diodos, para niveles de entrada elevados, la señal de salida se ve distorsionada.

Una forma de cuantificar dicha distorsión es mediante el P_{1dB} , que fue calculado utilizando la figura 3.6, obteniendo $P_{1dB} = (IP_{1dB}, OP_{1dB}) = (10.6, 9.6)$ [dBm].

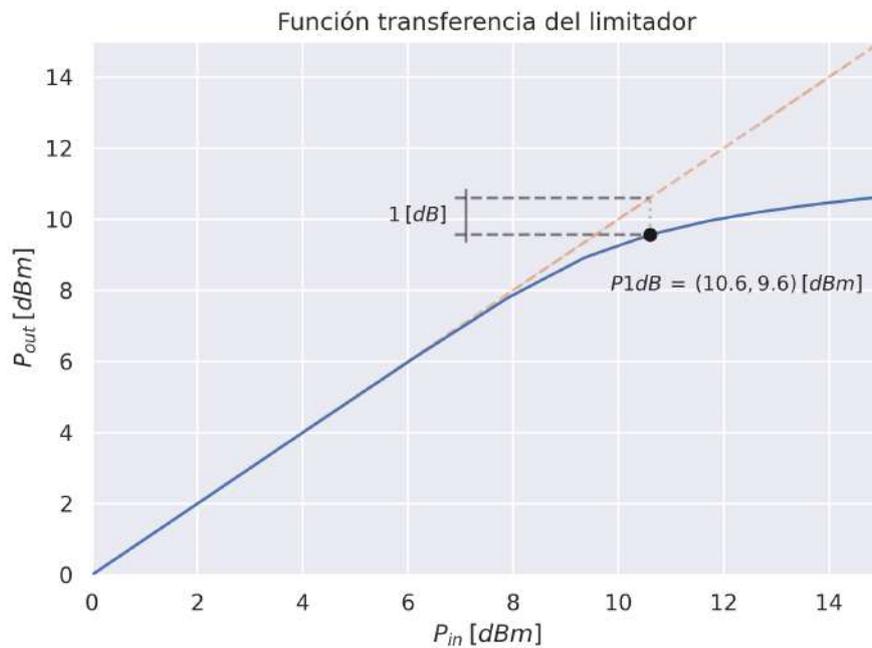


Figura 3.6: Función transferencia de potencia y P_{1dB}

3.1.3.2.4 Armónicas Al disponer de un modelo para el circuito, es posible ingresar al mismo con una señal senoidal y obtener la señal de salida.

Como señal de entrada, se utilizó una senoidal de una amplitud A_{in} tal que, sobre una resistencia de entrada $R_{in} = 50[\Omega]$, desarrollara una potencia de entrada P_{in} determinada. Este proceso se repitió para diferentes potencias, obteniendo el gráfico de la figura 3.7.

Como frecuencia se eligió $f_{in} = 32[kHz]$ (de manera arbitraria, ya que el modelo es independiente de la frecuencia).

¹⁰Este matiz es modelado mediante capacidades parásitas, que no serán tenidas en cuenta en este análisis ya que el limitador va a utilizarse a bajas frecuencias.

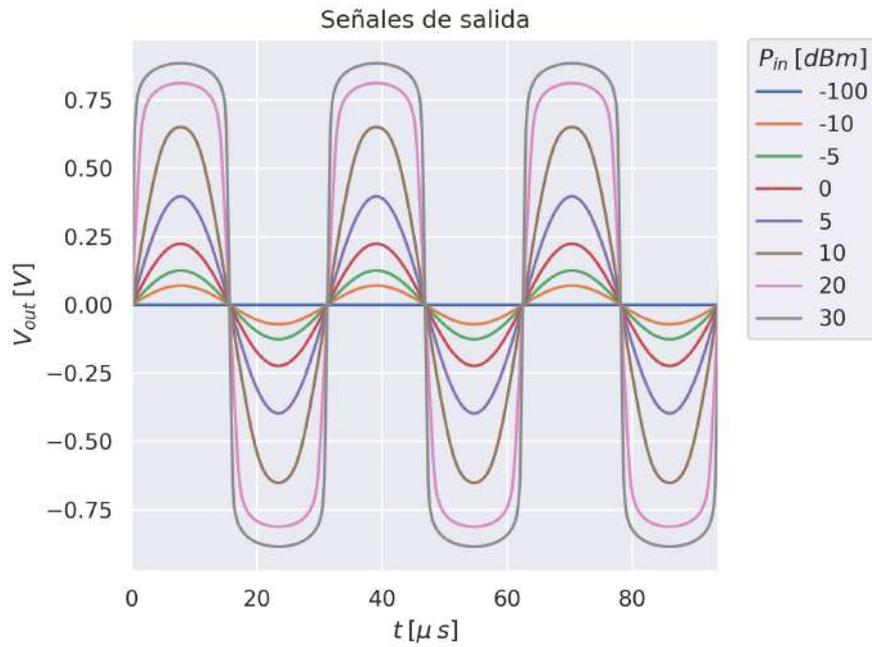


Figura 3.7: Señales de salida del limitador

En la figura 3.7 puede notarse el efecto de limitación de amplitud. Esta limitación de amplitud se consigue a cambio de distorsión. Específicamente, la señal de entrada es un tono senoidal puro, pero la señal de salida contiene armónicas de la frecuencia fundamental. Esto puede observarse si se calcula la transformada rápida de Fourier (FFT, Fast Fourier Transform) de la señal de salida. En la figura 3.8 se muestra, en un gráfico tipo "cascada" ("waterfall"), el espectro de las señales de salida, donde puede verse la existencia de armónicas, de potencia cada vez mayor, para niveles de entrada superiores a 0 [dBm].

Espectro de salida con un tono como entrada

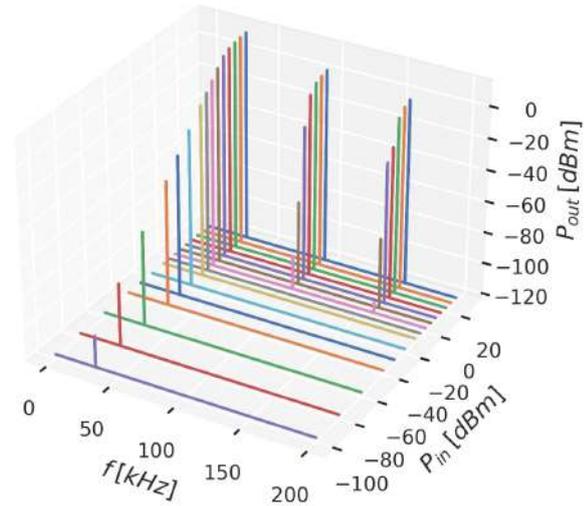


Figura 3.8: Espectro de salida del limitador

3.1.3.2.5 Distorsión por intermodulación (IMD, Intermodulation Distortion) Repitiendo la simulación anterior, pero ingresando ahora con la suma de dos tonos senoidales, de frecuencias $f_{in_1} = 24[kHz]$ y $f_{in_2} = 32[kHz]$, se obtiene el espectro de la figura 3.9. En esta figura pueden verse, a partir de $P_{in} \approx 0[dBm]$, la presencia de componentes espectrales correspondientes a los productos de IM3 (es decir, $f_{IM3_1} = 16[kHz]$ y $f_{IM3_2} = 40[kHz]$). También pueden verse componentes de menor potencia en $8[kHz]$, causadas por productos de intermodulación de segundo orden ($f_{in_2} - f_{in_1} = 8[kHz]$).

Espectro de salida con dos tonos como entrada

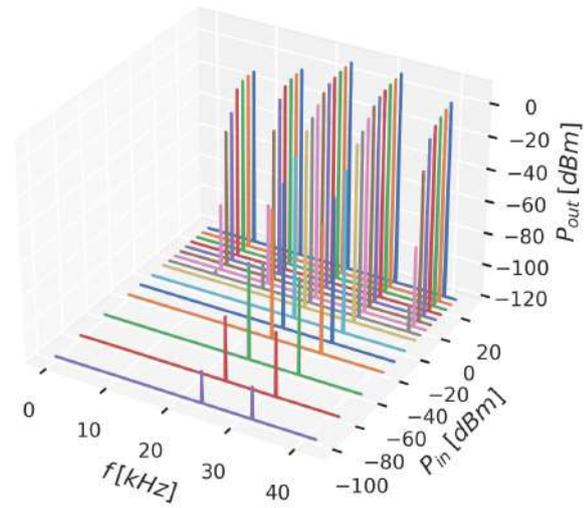


Figura 3.9: Espectro de salida del limitador

Una forma de cuantificar la distorsión causada por productos de IM3 es el IP_3 , que fue calculado utilizando la figura [3.10](#) obteniendo $IP_3 = (IIP_3, OIP_3) = (12.2, 12.2) [dBm]$.

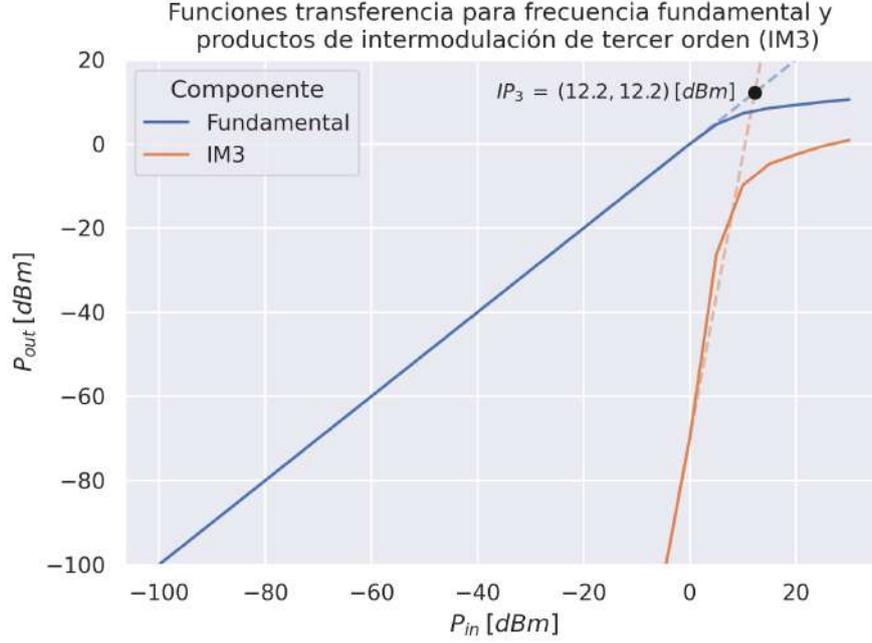


Figura 3.10: Funciones transferencia para frecuencias fundamentales de las señales de entrada y productos de IM3

3.1.3.2.6 Máxima potencia de entrada admisible Para un diodo 1N4148, la máxima corriente continua admisible es $I_F = 200[mA]$, y la máxima disipación de potencia admisible es $P_{tot} = 500[mW]$ (ambas para una temperatura ambiente $T_{amb} \leq 25[^\circ C]$)^[92].

Considerando a los diodos como ideales, la potencia disipada para la corriente máxima es:

$$P_{tot} = I_F V_F \quad (3.14a)$$

$$P_{tot} = 140[mW] \quad (3.14b)$$

Como esta potencia es menor que la máxima admisible, es esta la condición limitante y se realizará el análisis para esta corriente.

Para niveles de potencia de entrada pequeños, los diodos están cortados y es como si no estuvieran presentes en el circuito. En este caso, la corriente de entrada es igual a la corriente de salida (y la corriente en los diodos es nula):

$$I_{in} = I_D + I_{out} \quad (3.15a)$$

$$I_{in} = \frac{2V_{in}}{R_{in} + R_{out}} \quad (3.15b)$$

$$R_{in} = R_{out} \quad (3.15c)$$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} \quad (3.15d)$$

Para niveles de potencia de entrada elevados, los diodos conducen (uno en cada semiciclo) y se divide la corriente de entrada entre la corriente en los

diodos I_D y la corriente de salida en R_{out} (I_{out}). Si se asume $I_D \gg I_{out}$, toda la corriente de entrada fluye por los diodos. Esta última condición implica que la resistencia de los diodos es mucho menor a la resistencia de salida (y, por lo tanto, a la de entrada).

$$I_{in} \approx I_D \quad (3.16a)$$

$$I_{in} = \frac{2V_{in}}{R_{in} + R_D || R_{out}} \quad (3.16b)$$

$$I_D \approx \frac{2V_{in}}{R_{in}} \quad (3.16c)$$

Una corriente máxima admisible en los diodos de $200[mA]$ corresponde a una tensión de entrada $V_{in} = 5[V]$, la cual se traduce en una potencia de entrada máxima admisible:

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_{in} + R_D || R_{out}} \quad (3.17a)$$

$$P_{in} \approx \frac{V_{in}^2}{R_{in}} \quad (3.17b)$$

$$P_{in} \approx 27[dBm] \quad (3.17c)$$

Al comenzar el análisis, se asumió $I_D \gg I_{out}$. En esta condición (potencia de entrada elevada), la tensión en los diodos es $V_D = 0.7[V]$, lo que implica:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R_{out}} \quad (3.18a)$$

$$V_{out} = V_D \quad (3.18b)$$

$$I_{out} = 14[mA] \quad (3.18c)$$

Como se está analizando la condición de corriente máxima, $I_D = 200[mA]$. Por lo tanto, se verifica $I_D \gg I_{out}$.

3.1.3.3 Conclusión

Se decidió una topología para el circuito limitador de entrada, comprobando la distorsión que el mismo introduce. En la tabla [3.3](#) se resumen las especificaciones del limitador.

Parámetro	Valor
Ganancia de potencia G [dB]	0
Pérdida de inserción IL [dB]	0
Cifra de ruido NF [dB]	0
Factor de ruido F	1
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 [dBm]	12.2
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3 [dBm]	12.2
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) IP_{1dB} [dBm]	10.6
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) OP_{1dB} [dBm]	9.6
Potencia de entrada máxima admisible $P_{in(max)}$ [dBm]	27
Potencia de salida máxima $P_{out(max)}$ [dBm]	10

Tabla 3.3: Especificaciones del limitador de entrada

3.1.4 Filtro pasa-bajos

3.1.4.1 Introducción

Este filtro brinda rechazo a frecuencia imagen, y a señales y ruido fuera de la banda de interés.

3.1.4.2 Requerimientos

La frecuencia de corte f_c del filtro debe ser mayor o igual a la máxima frecuencia de las señales provenientes de los hidrófonos (es decir, $f_c \geq 300[kHz]$).

La frecuencia imagen es igual al doble de la frecuencia del oscilador. Por lo tanto, f_c debe ser menor o igual al doble de la frecuencia del OL.

3.1.4.2.1 Fuentes de interferencia Las principales fuentes de interferencia son las emisoras AM de broadcasting, ocupando las frecuencias de 525 a 1705[kHz]^[38].

Las otras posibles fuentes de interferencia son de potencias órdenes de magnitud menores y no serán tenidas en cuenta^[11].

Usualmente, la potencia de las emisoras de AM no supera los 100[kW]^[12], llegando en casos más extremos a 500[kW]^[109].

¹¹Por ejemplo, un transmisor NAVTEX^[21] (NAVigational TELeX, un sistema de ayuda a la navegación) utiliza una frecuencia de 518[kHz] y una potencia $< 1[kW]$, siendo de una potencia elevada en comparación con dispositivos en bandas próximas; mientras que las emisoras de AM de broadcasting utilizan potencias superiores a los 10[kW].

¹²Como referencia: en Argentina, la potencia máxima legalmente permitida es de 100[kW]^[231]; en Estados Unidos, es de 50[kW]^[11].

3.1.4.2.2 Potencia de interferencia recibida Para calcular la potencia recibida, puede utilizarse la fórmula de transmisión de Friis^[105]:

$$P_R = P_T - L(d) \quad (3.19a)$$

$$L(d) = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} \quad (3.19b)$$

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (3.19c)$$

donde: P_R : potencia recibida [dBm]
 P_T : potencia transmitida [dBm]
 $L(d)$: pérdida de camino [dB]
 d : distancia al transmisor [m]
 λ : longitud de onda de la señal transmitida [m]
 v : velocidad de fase de la señal transmitida [m/s]
 f : frecuencia de la señal transmitida [Hz]

Si se asume que la emisora más cercana está ubicada a más de 5000[m] del sistema de comunicaciones subacuáticas, y transmite con una potencia máxima de 100[kW] a una frecuencia mínima de 525[kHz]^[13]:

$$\lambda = 571[m] \quad (3.20a)$$

$$L(d) = 41[dB] \quad (3.20b)$$

$$P_R = 39[dBm] \quad (3.20c)$$

El sistema de LF está conectado mediante un cable coaxial al up-converter. Se asume que el punto de menor aislación electromagnética es dicho cable, ya que tanto el sistema de LF como el up-converter se encuentran aislados por su carcasa metálica, de espesor mucho mayor al conductor externo de un cable coaxial.

Para hallar la potencia de interferencia recibida I_R , debe tenerse en cuenta la atenuación que provee el cable coaxial. Una forma de cuantificar dicha atenuación es la efectividad de blindaje (SE, Shielding Effectiveness), que se define como la diferencia (en dB) entre la potencia de señal recibida antes y después de colocar un determinado blindaje^[71].

Para este análisis se supondrá que el cable utilizado es RG-316 con blindaje simple, por el ser el más comúnmente utilizado con conectores tipo SMA. La efectividad de blindaje para este tipo de cable es de aproximadamente 50[dB]^[91].

La atenuación de un cable RG-316 es de 24.61[dB/100m]^{[14][87]}. Si se asume que el cable tiene una longitud de 10[m], su atenuación (o pérdida de inserción) es de 2.46[dB].

Por lo tanto, la potencia de interferencia recibida por el up-converter es^[13]:

$$I_R = P_R - SE - IL \quad (3.21a)$$

$$I_R = -13.46[dBm] \quad (3.21b)$$

¹³Para calcular la longitud de onda λ de la señal, se utilizó el hecho de que, en el aire, la velocidad de fase de una onda es aproximadamente igual a la velocidad de la luz en el vacío c_0 .

¹⁴Este dato corresponde a una frecuencia de 50[MHz]. Se utilizó este valor, ya que no se dispone de uno a una frecuencia más apta y, a menor frecuencia, menor atenuación; o sea que se trata de un caso más exigente.

¹⁵Se consideró despreciable la pérdida de inserción en un conector SMA a una frecuencia tan baja.

3.1.4.2.3 Atenuación Se considera como aceptable que la potencia de señal recibida sea, al menos, diez veces mayor que la potencia de interferencia recibida, a la salida del filtro, es decir:

$$\left(\frac{S'_R}{I'_R}\right)_{dB} = 10[dB] \quad (3.22)$$

donde: S'_R : potencia de señal recibida, a la salida del filtro [dBm]
 I'_R : potencia de interferencia recibida, a la salida del filtro [dBm]

Al estar en la peor condición de potencia de interferencia, la potencia de la señal de entrada debe aumentarse al máximo nivel posible. Si se toma como máxima potencia de señal a la máxima que es posible recibir antes que la distorsión sea excesiva, puede utilizarse el valor del punto de compresión de 1[dB]. Por lo tanto resulta $S_R = IP_{1dB} = -7[dBm]$ (ver tabla 3.2).

La señal recibida se encuentra en la banda de paso del filtro $f < f_c$ y, por lo tanto, es atenuada como máximo 3[dB].

La interferencia recibida se encuentra, como mínimo, en $f_I = 525[kHz]$.

La relación señal a interferencia puede obtenerse como:

$$\left(\frac{S'_R}{I'_R}\right)_{dB} = (S_R + G_{LPF}|_{f=f_c}) - (I_R + G_{LPF}|_{f=f_I}) \quad (3.23)$$

donde: $\left(\frac{S'_R}{I'_R}\right)_{dB}$: relación señal a interferencia, a la salida del filtro [dB]
 S_R : potencia de señal recibida, a la entrada del filtro [dBm]
 $G_{LPF}|_{f=f_c}$: ganancia de potencia del filtro pasa-bajos a la frecuencia de corte [dB]
 I_R : potencia de interferencia recibida, a la entrada del filtro [dBm]
 $G_{LPF}|_{f=f_I}$: ganancia de potencia del filtro pasa-bajos a la mínima frecuencia de interferencia [dB]

Utilizando la condición de la ecuación 3.22 y resolviendo se llega a la máxima ganancia que debe tener el filtro para la mínima frecuencia de la interferencia:

$$G_{LPF}|_{f=f_I} = -6.54[dB] \quad (3.24)$$

3.1.4.2.4 Distorsión Debido a que las señales utilizadas para comunicaciones subacuáticas están normalmente moduladas en fase o frecuencia (ver 2.1.1), el parámetro del filtro que más degrada la calidad de la comunicación es la falta de planicidad en el retardo de grupo τ_g .

Entonces, deberá elegirse un filtro que minimice la variación en τ_g .

3.1.4.3 Diseño

3.1.4.3.1 Topología La topología más apta es la del filtro de Bessel, ya que maximiza la planicidad del retardo de grupo ^[107].

3.1.4.3.2 Parámetros del filtro El filtro a diseñar debe tener las siguientes características:

- Frecuencia de corte de $-3[dB]$ $f_c = 300[kHz]$.
- Ganancia máxima a $f_I = 525[kHz]$ $G_{LPF}|_{f=f_I} = -6.54[dB]$.
- Mínimo retardo de grupo τ_g .

Por simplicidad se usó un método iterativo para obtener el orden n del filtro, resultando $n = 2$ y una ganancia a $f_I = 525[kHz]$ $G_{LPF}|_{f=f_I} = -8.1[dB]$. O sea que el requerimiento enunciado fue cumplido.

La función transferencia del filtro resultante es la siguiente:

$$G_{LPF}(s) = \frac{5.75 \times 10^{12}}{s^2 + 4.15 \times 10^6 s + 5.75 \times 10^{12}} \quad (3.25)$$

En la figura [3.11](#) se muestran los diagramas de Bode del filtro.

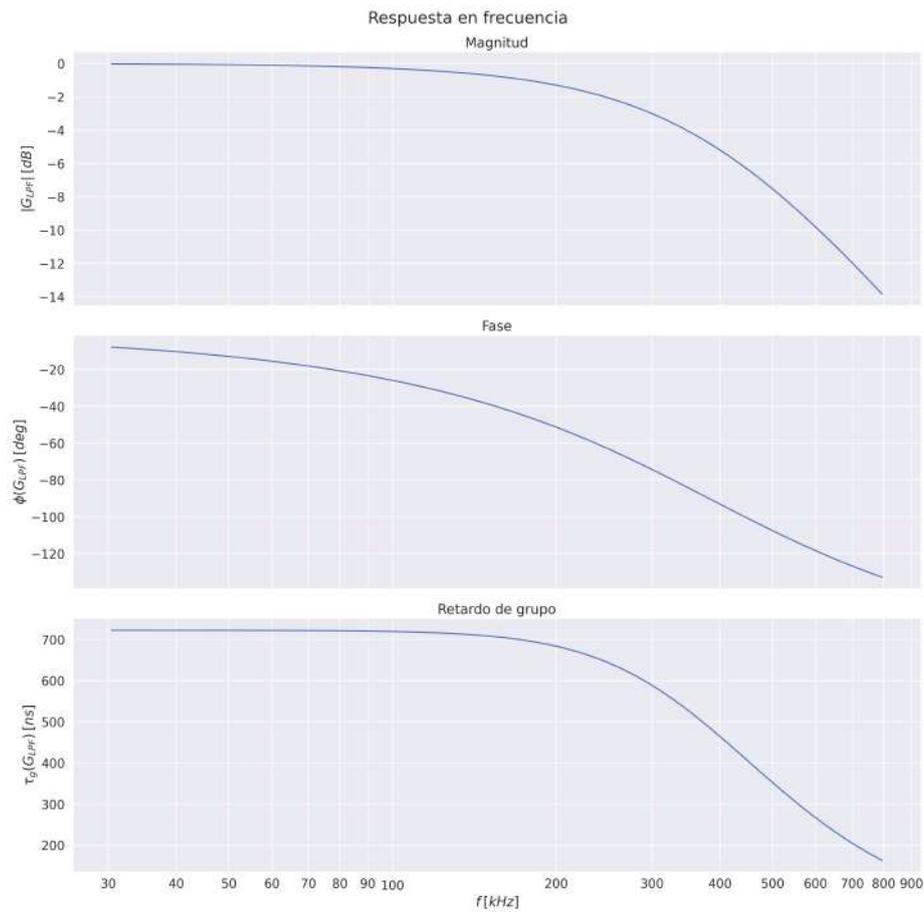


Figura 3.11: Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bajos

3.1.4.3.3 Síntesis circuital Una forma de sintetizar la transferencia de la ecuación 3.25 es mediante una media red T, como la de la figura 3.12

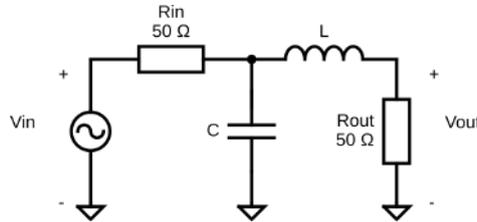


Figura 3.12: Realización circuital del filtro pasa-bajos

Donde los valores del inductor y el capacitor son (si se utilizan componentes con $\pm 5\%$ de tolerancia; es decir, de la serie E24):

$$L = 56[\mu H] \quad (3.26a)$$

$$C = 6.2[nF] \quad (3.26b)$$

3.1.5 Limitador de salida

3.1.5.1 Introducción

Para que la señal de salida que es enviada al SDR nunca supere los niveles máximos de potencia admitidos por este, se incluye un bloque limitador, similar al que se encuentra a la entrada.

Para el limitador de entrada se utilizaron diodos PN pero, en este caso, no pueden usarse los mismos diodos, debido a que la frecuencia de la señal a limitar se encuentra fuera de su ancho de banda. Por lo tanto, se utilizarán diodos PIN (material P, semiconductor Intrínseco, material N).

3.1.5.2 Requerimientos

3.1.5.2.1 Máxima potencia de salida admisible El SDR admite, como máximo, una potencia de $2.5[dBm] = 1.78[mW]$ (ver tabla 2.6). Si se adopta un margen de seguridad de 20%, el limitador deberá mantener la potencia por debajo de $0.8 \times 1.78[mW] \approx 1.5[dBm]$.

3.1.5.2.2 Ancho de banda El ancho de banda es igual a, como mínimo, la frecuencia del OL más el ancho de banda de la señal de baja frecuencia, es decir $400[MHz] + 300[kHz] = 400.3[MHz]$.

3.1.5.3 Diseño

3.1.5.3.1 Elección de un dispositivo Como dispositivo se decidió por un circuito integrado Mini-Circuits RLM-23-1WL+¹⁶.

¹⁶Este es el único limitador disponible para potencias de salida tan reducidas.

En la tabla 3.4 se resumen las especificaciones del limitador de salida^{[77][17][18]}.

Parámetro	Valor
Ancho de banda BW [MHz]	100 a 2500
Ganancia de potencia G [dB]	-0.22
Pérdida de inserción IL [dB]	0.22
Cifra de ruido NF [dB]	0.22
Factor de ruido F	1.05
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 [dBm]	7.50
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3 [dBm]	7.28
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) IP_{1dB} [dBm]	-2.50
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) OP_{1dB} [dBm]	-3.72
Potencia de entrada para $P_{out} = 1.5$ [dBm]	13.40
$P_{in} _{P_{out}=1.5}$ [dBm]	
Potencia de entrada máxima admisible $P_{in}(max)$ [dBm]	31.76
Potencia de salida máxima (para $P_{in} = 30$ [dBm]) $P_{out}(max)$ [dBm]	3.37

Tabla 3.4: Especificaciones del limitador Mini-Circuits RLM-23-1WL+ (para $f = 300$ [MHz])

3.1.5.4 Verificación

Inspeccionando la tabla 3.4 puede notarse que el dispositivo elegido cumple el requerimiento de ancho de banda, pero que la potencia de salida máxima es mayor al requerimiento de diseño (ver 3.1.5.2.1).

Sin embargo, el limitador de entrada limita la potencia a 10[dBm] (ver 3.3). O sea que, incluso ignorando la atenuación introducida por el mezclador, la potencia de salida del limitador de salida nunca superaría 1.5[dBm], ya que la potencia de entrada al limitador de salida para $P_{out} = 1.5$ [dBm] es de 13.40[dBm], superior a la potencia de salida del limitador de entrada.

3.1.6 Mezclador

3.1.6.1 Introducción

El mezclador es el encargado de obtener el producto entre la señal de entrada y el oscilador local, logrando de esta forma obtener en la salida la información proveniente del equipo de comunicaciones subacuáticas, trasladada a la banda de frecuencias de trabajo del SDR.

¹⁷La hoja de datos no especifica IP_3 ni P_{1dB} , pero sí detalla que para $P_{in} = -10$ [dBm] la compresión de la ganancia es menor a 0.1[dB] y que, para $P_{in} = 5$ [dBm], la potencia de salida es de -0.18[dB]. Con esta información puede concluirse que -10 [dBm] < IP_{1dB} < 5[dBm]. Se adoptará el valor promedio $IP_{1dB} = -2.5$ [dBm]. El punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) puede aproximarse como $IIP_3 \approx IP_{1dB} + 10$ [dB] = 7.50[dBm]^[67].

¹⁸La potencia de entrada para $P_{out} = 1.5$ [dBm] fue obtenida mediante interpolación lineal.

3.1.6.2 Requerimientos

Los requerimientos que debe cumplir el mezclador son tales que no deterioren la señal de entrada más de lo estrictamente necesario.

3.1.6.2.1 Máxima potencia de entrada admisible Como fue mencionado anteriormente, la máxima potencia de salida del limitador de entrada es de alrededor de $10[dBm]$ (ver [3.1.3.3](#)).

Para determinar la máxima potencia que podrá existir a la salida del filtro (o sea, a la entrada del mezclador), es necesario tener en cuenta la pérdida de inserción del mismo (es decir, su atenuación, ya que se está en condiciones de adaptación). Como la potencia que desea hallarse es la máxima posible, deberá utilizarse la mínima atenuación del filtro, la cual se presenta a frecuencias mucho menores a la de corte, y es aproximadamente unitaria ($0[dB]$).

Por lo tanto, la máxima potencia de entrada al mezclador es de $10[dBm] = 10[mW]$. Si se adopta un margen de seguridad de 20%, el mezclador deberá soportar, como mínimo, una potencia de $1.2 \times 10[mW] \approx 11[dBm]$.

3.1.6.2.2 Cifra de ruido El mezclador introduce ruido, deteriorando la relación señal a ruido de la señal de entrada.

En la tabla [3.2](#) se establece que el factor de ruido del up-converter debe ser inferior a 10.

Aplicando la fórmula de ruido de Friis^{[36](#)} para este caso:

$$F_T = F_0 + \frac{F_1 - 1}{G_0} + \frac{F_2 - 1}{G_0 G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_0 G_1 G_2} \quad (3.27)$$

donde: F_T : factor de ruido total del up-converter (adimensional)

F_0 : factor de ruido del limitador de entrada (adimensional)

G_0 : ganancia de potencia del limitador de entrada (adimensional)

F_1 : factor de ruido del filtro pasa-bajos (adimensional)

G_1 : ganancia de potencia del filtro pasa-bajos (adimensional)

F_2 : factor de ruido del mezclador (adimensional)

G_2 : ganancia de potencia del mezclador (adimensional)

F_3 : factor de ruido del limitador de salida (adimensional)

El caso a analizar es el siguiente:

- Los parámetros del limitador de entrada y el limitador de salida ya fueron determinados y son únicos (ver tablas [3.3](#) y [3.4](#)).
- Se está utilizando el sistema en una frecuencia en la que el filtro pasa-bajos presenta su menor ganancia posible $G_1 = -3[dB]$ y, por lo tanto, su mayor factor de ruido posible $F_1 = 2$ ^{[19](#)}.

Adicionalmente, la cifra de ruido del mezclador puede aproximarse como [81](#)^{[75](#)}[74](#):

$$NF_2 \approx CL_2 + 0.5[dB] \quad (3.28)$$

donde: NF_2 : cifra de ruido del mezclador [dB]

CL_2 : pérdida de conversión del mezclador [dB]

¹⁹El filtro pasa-bajos tiene una ganancia G_1 entre -3 y $0[dB]$.

Entonces la ganancia del mezclador es:

$$G_2 \approx \frac{1.12}{F_2} \quad (3.29)$$

Reemplazando en la ecuación 3.27 y resolviendo se obtiene:

$$F_2 \leq 5.26 \quad (3.30)$$

Por lo tanto, el mezclador deberá tener una cifra de ruido:

$$NF_2 \leq 7.21[dB] \quad (3.31)$$

3.1.6.2.3 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden Al tratarse de un dispositivo alineal, el mezclador introduce distorsión por intermodulación.

En la tabla 3.2 se establece que el punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) del up-converter debe ser superior a $0[dBm]$.

Aplicando la fórmula para aproximar el IIP_3 para este caso:

$$\frac{1}{IIP_{3,T}} \approx \frac{1}{IIP_{3,0}} + \frac{G_0}{IIP_{3,1}} + \frac{G_0 G_1}{IIP_{3,2}} + \frac{G_0 G_1 G_2}{IIP_{3,3}} \quad (3.32)$$

donde: $IIP_{3,T}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) total del up-converter [W]

$IIP_{3,0}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) del limitador de entrada [W]

G_0 : ganancia de potencia del limitador de entrada (adimensional)

$IIP_{3,1}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) del filtro pasa-bajos [W]

G_1 : ganancia de potencia del filtro pasa-bajos (adimensional)

$IIP_{3,2}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) del mezclador [W]

G_2 : ganancia de potencia del mezclador (adimensional)

$IIP_{3,3}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) del limitador de salida [W]

El caso a analizar es el siguiente:

- Los parámetros del limitador de entrada y el limitador de salida ya fueron determinados y son únicos (ver tablas 3.3 y 3.4).
- Se está utilizando el sistema en una frecuencia en la que el filtro pasa-bajos presenta su mayor ganancia posible $G_1 = 0[dB]$ y $IIP_{3,1} \rightarrow \infty$ (ver 3.1.2).
- La ganancia del mezclador es la máxima posible $G_2 = -4.5[dB]$ (ver 3.1.1.3).

Reemplazando en la ecuación 3.32 y resolviendo se obtiene:

$$IIP_{3,2} \geq 0.57[dBm] \quad (3.33)$$

3.1.6.2.4 Compresión de la ganancia También por ser un dispositivo alineal, el mezclador genera compresión en la ganancia para potencias elevadas.

En la tabla 3.2 se establece que el punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) del up-converter debe ser superior a $-10[dBm]$.

Aplicando la fórmula para aproximar el IP_{1dB} para este caso:

$$\frac{1}{\sqrt{IP_{1dB,T}}} \approx \frac{1}{\sqrt{IP_{1dB,0}}} + \frac{\sqrt{G_0}}{\sqrt{IP_{1dB,1}}} + \frac{\sqrt{G_0G_1}}{\sqrt{IP_{1dB,2}}} + \frac{\sqrt{G_0G_1G_2}}{\sqrt{IP_{1dB,3}}} \quad (3.34)$$

donde: $IP_{1dB,T}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) total del up-converter [W]

$IP_{1dB,0}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) del limitador de entrada [W]

G_0 : ganancia de potencia del limitador de entrada (adimensional)

$IP_{1dB,1}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) del filtro pasa-bajos [W]

G_1 : ganancia de potencia del filtro pasa-bajos (adimensional)

$IP_{1dB,2}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) del mezclador [W]

G_2 : ganancia de potencia del mezclador (adimensional)

$IP_{1dB,3}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) del limitador de salida [W]

El caso a analizar es el siguiente:

- Los parámetros del limitador de entrada y el limitador de salida ya fueron determinados y son únicos (ver tablas 3.3 y 3.4).
- Se está utilizando el sistema en una frecuencia en la que el filtro pasa-bajos presenta su mayor ganancia posible $G_1 = 0[dB]$ y $IP_{1dB,1} \rightarrow \infty$ (ver 3.1.2).
- La ganancia del mezclador es la máxima posible $G_2 = -4.5[dB]$ (ver 3.1.1.3).

Reemplazando en la ecuación 3.34 y resolviendo se obtiene:

$$IP_{1dB,2} \geq -6.33[dBm] \quad (3.35)$$

3.1.6.2.5 Rango de frecuencias La entrada de baja frecuencia f_{in} del mezclador debe ser capaz de aceptar señales de 0 a $300[kHz]$; la entrada de oscilador local f_{OL} de, al menos, $325[MHz]$; la salida de alta frecuencia de $f_{OL} \pm f_{in}$.

3.1.6.3 Diseño

Para seleccionar un mezclador se sigue el proceso sugerido en Mini-Circuits 79.

3.1.6.3.1 Tipo de conexiones En este caso se optó por utilizar un dispositivo de montaje superficial (SMD, Surface-Mount Device), a ser montado en una placa de circuito impreso (PCB, Printed Circuit Board).

3.1.6.3.2 "Nivel" del oscilador local Esto es la potencia mínima que debe poder entregar el OL, en dBm.

Mediante un gráfico de "nivel" de mezclador [dBm] vs punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) IP_{1dB} [dBm]^[20] puede determinarse el mínimo "nivel" del mezclador. Si se elige un mezclador basado en diodos, por simplicidad y bajo costo, resulta un mezclador de "nivel" 3 o mayor, con $IP_{1dB} \approx 1$ [dBm].

Para el mismo tipo de mezclador, puede calcularse de manera aproximada su IIP_3 como^[79]:

$$IIP_3 \approx IP_{1dB} + 15[dB] \quad (3.36)$$

donde: IIP_3 : punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) [dBm]

IP_{1dB} : punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) [dBm]

Como fue mencionado previamente, debe ser $IIP_3 \geq 0.57$ [dBm], lo que conduce a:

$$IP_{1dB} \geq IIP_3 - 15[dB] \quad (3.37a)$$

$$IP_{1dB} \geq -14.43[dBm] \quad (3.37b)$$

O sea que con un mezclador "nivel" 3 (el mínimo disponible), se cumple esta condición.

3.1.6.3.3 Rango de frecuencias Para que el mezclador pueda aceptar señales de DC en adelante en su entrada, es necesario utilizar como entrada de baja frecuencia su puerto de IF y, como salida, el de RF. Esto implica una pérdida de linealidad en la operación de mezclado^[79].

3.1.6.3.4 Pérdida de conversión Como requerimiento adicional, la cifra de ruido del mezclador debe ser $NF \leq 7.21$ [dB]. O sea que su pérdida de conversión debe ser^{[81][75][74]}:

$$CL_2 \approx NF_2 - 0.5[dB] \quad (3.38a)$$

$$CL_2 \leq 6.71[dB] \quad (3.38b)$$

3.1.6.3.5 Elección de un dispositivo Recién fue establecido que se requería un mezclador "nivel" 3. Sin embargo, al realizar el diseño para el down-convertir, se llega a la conclusión de que es necesario un mezclador de, al menos, "nivel" 13. Por lo tanto, se utilizará este último valor como requerimiento, dado que la diferencia en costo es ínfima, para usar el mismo tipo de mezclador en ambos sub-sistemas.

Con el procedimiento recién detallado, se eligió un mezclador Mini Circuits ADE-1MH^[80], cuyas características se resumen en la tabla [3.5](#).

²⁰Ver figura 1 "Typical RF Input Power at 1-dB Compression of Mini-Circuits Mixers Designed for Various LO Levels" en Mini-Circuits [\[79\]](#).

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias OL/RF [MHz]	2 a 500
Rango de frecuencias IF [MHz]	0 a 500
Pérdida de conversión típica (4 a 250[MHz])	5.2
$CL_{mid-band}(max)$ [dB]	
Potencia máxima de RF [dBm]	23
Potencia máxima de IF [dBm]	19
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) típico IIP_3 (4 a 250[MHz]) [dBm]	17
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) mínimo $OIP_3(min)$ (4 a 250[MHz]) [dBm]	11.8
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) típico IP_{1dB} [dBm]	9
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) típico OP_{1dB} [dBm]	2.8
Impedancia de entrada/salida [Ω]	50

Tabla 3.5: Especificaciones del mezclador Mini Circuits ADE-1MH+

3.1.6.4 Verificación

Inspeccionando la tabla 3.5 puede notarse que se cumplen los requerimientos establecidos.

Respecto al rango de frecuencias, al adoptar este mezclador se impuso la condición de que la frecuencia del OL (y la frecuencia central del canal del SDR a utilizar) tendrá que estar en el rango 325 a 499.7[MHz]. Esto es así debido a que el rango de frecuencias de trabajo de los SDR es de 325 a 3800[MHz] (ver tabla 2.6) y el del mezclador es 2 a 500[MHz] (ver tabla 3.5)²¹.

3.1.7 Oscilador local

El oscilador local es el encargado de generar la señal a multiplicar con la señal de entrada, para poder llevar esta última a la frecuencia de trabajo del SDR. Por lo tanto, la frecuencia del OL deberá ser igual a la frecuencia central del canal deseado en el SDR.

3.1.7.1 Requerimientos

3.1.7.1.1 Frecuencia de oscilación Como fue mencionado en 3.1.6.4, la frecuencia del OL debe estar en el rango 325 a 499.7[MHz].

3.1.7.1.2 Tipo de señal de salida Respecto al tipo de señal generada por el oscilador, la misma puede ser senoidal o cuadrada. En el caso de ser cuadrada, la distorsión en el mezclado podría ser menor⁷⁸.

²¹El límite superior de la frecuencia del OL es 499.7 y no 500[MHz] debido al proceso de up-conversion: la señal de entrada de ancho de banda 300[kHz], pasa a ser una señal de salida de ancho de banda $f_{OL} - 300[kHz]$ a $f_{OL} + 300[kHz]$. Como el ancho de banda de la señal de salida debe estar dentro del ancho de banda del mezclador, $f_{OL} + 300[kHz] \leq 500[MHz]$, entonces $f_{OL} \leq 499.7[MHz]$.

3.1.7.1.3 Impedancia de salida Para evitar tener que realizar adaptaciones de impedancia, se prefiere un oscilador con una impedancia de salida de $50[\Omega]$.

3.1.7.2 Diseño

3.1.7.2.1 Elección de un dispositivo De acuerdo a los requerimientos recién enunciados, se seleccionó un oscilador a cristal de cuarzo Seiko Epson Corporation serie SG^[25], los cuales generan señal cuadrada.

Como frecuencia de oscilación se seleccionó de manera arbitraria $400[MHz]$.

Dentro de las opciones disponibles, se eligió utilizar un dispositivo con salida LVDS (Low-Voltage Differential Signaling), para facilitar la conexión a una carga de $50[\Omega]$.

3.1.7.2.2 Conexión a una carga de $50[\Omega]$ Una salida LVDS entrega una señal diferencial, de amplitud $350[mV_{pp}]$, con un nivel de DC de $1.25[V]$, sobre una impedancia de $100[\Omega]$ ^[56].

Para poder conectar el oscilador a una carga de $50[\Omega]$, puede utilizarse el circuito de la figura 3.13. En dicha figura puede verse la salida tipo puente H del dispositivo LVDS, la cual entrega una corriente de $\pm 3.5[mA]$.

La resistencia R_1 provee la polarización de DC para los transistores que forman el puente H, mientras que los capacitores C_1 y C_2 bloquean el nivel de DC hacia la carga. Las resistencias R_{in1} y R_{in2} son las resistencias de carga y forman la terminación de $100[\Omega]$.

Al ser R_1 de $1[k\Omega]$ en vez de $100[\Omega]$, se evita la reducción en la tensión de salida sobre $R_{in1} + R_{in2}$ al 50%^[54].

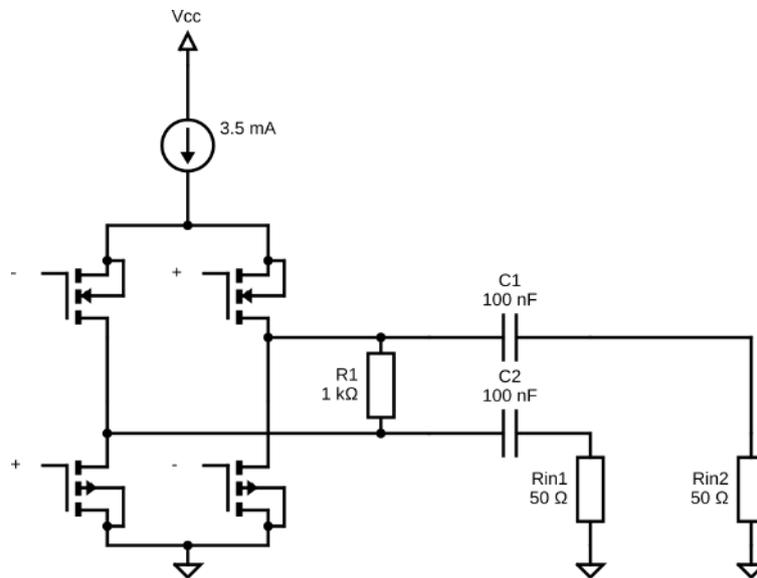


Figura 3.13: Circuito para interconexión LVDS a $50[\Omega]$

3.1.7.2.3 Potencia de salida Viendo el circuito de la figura [3.1.3](#) y considerando que:

$$|Z_{C_{1,2}}|_{f=f_{OL}} = \frac{1}{2\pi f_{OL} C_{1,2}} \quad (3.39a)$$

$$|Z_{C_{1,2}}|_{f=f_{OL}} = 3.98[m\Omega] \quad (3.39b)$$

Ya que $R_{in1} = R_{in2} = 50[\Omega]$:

$$R_{in1,2} + |Z_{C_{1,2}}|_{f=f_{OL}} \approx R_{in1,2} \quad (3.40)$$

Además:

$$R_1 \parallel (R_{in1} + R_{in2}) \approx R_{in1} + R_{in2} \quad (3.41)$$

O sea que la tensión en las resistencias $R_{in1} + R_{in2}$ es aproximadamente la tensión de salida del oscilador, $350[mV_{pp}]$. Como R_{in1} y R_{in2} son del mismo valor, la tensión en R_{in1} es la mitad de la tensión de salida del oscilador, es decir, $175[mV_{pp}]$.

La potencia media de una señal arbitraria es:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t=0}^{t=T} p(t) dt \quad (3.42)$$

donde: P : potencia media [W]

$p(t)$: potencia instantánea [W]

T : período [s]

La tensión sobre R_{in1} es una señal cuadrada de valor medio nulo y, por lo tanto, su potencia media es:

$$P = \frac{2}{T} \int_{t=0}^{t=\frac{T}{2}} \frac{v^2(t)}{R_{in1}} dt \quad (3.43a)$$

$$P = \frac{2}{T} \frac{T}{2} \frac{V_p^2}{R_{in1}} \quad (3.43b)$$

$$P = \left(\frac{V_{pp}}{2} \right)^2 \frac{1}{R_{in1}} \quad (3.43c)$$

La amplitud de la señal es $175[mV_{pp}]$, entonces:

$$P = -8.15[dBm] \quad (3.44)$$

3.1.8 Amplificador de oscilador local

Ya que la potencia de salida del oscilador local es menor que la potencia requerida por el mezclador para poder funcionar correctamente, es necesaria una etapa que provea amplificación.

3.1.8.1 Requerimientos

3.1.8.1.1 Ganancia Como fue mencionado en [3.1.7.2.3](#), la potencia entregada por el oscilador local es de aproximadamente $-8[dBm]$, mientras que la potencia requerida por el mezclador es de $13[dBm]$ (ver [3.1.6.3.2](#)). Por lo tanto, se necesita una ganancia de, al menos, $G = 13[dBm] - (-8[dBm]) = 21[dB]$.

3.1.8.1.2 Compresión de la ganancia Para que no se produzca compresión [\[26\]](#):

$$P_{in} \leq IP_{1dB} - PAPR \quad (3.45)$$

donde: P_{in} : potencia de entrada $[dBm]$
 IP_{1dB} : punto de compresión de 1 $[dB]$ (referido a la entrada) $[dBm]$
 $PAPR$: relación de potencia pico a promedio (peak-to-average power ratio) $[dB]$

En este caso, $PAPR = 0[dB]$, ya que se trata de una onda cuadrada [\[100\]](#).
 Entonces, el amplificador debe tener un IP_{1dB} de:

$$IP_{1dB} \geq P_{in} + PAPR \quad (3.46a)$$

$$IP_{1dB} \geq -8[dBm] \quad (3.46b)$$

Por lo tanto:

$$OP_{1dB} = -9[dBm] \quad (3.47)$$

3.1.8.1.3 Ancho de banda El OL genera una señal trapezoidal con una frecuencia fundamental de 400 $[MHz]$ y un tiempo de subida/bajada (rise time/fall time t_r / t_f) de (como mínimo) 200 $[ps]$ [\[55\]](#).

El ancho de banda BW de una señal de este tipo puede aproximarse como [\[7\]](#):

$$BW \approx \frac{1}{t_r} \quad (3.48a)$$

$$BW \leq 4[GHz] \quad (3.48b)$$

3.1.8.2 Diseño

3.1.8.2.1 Elección de un dispositivo Se decidió por utilizar un amplificador Texas Instruments TRF37D73 [\[53\]](#), cuyas especificaciones se resumen en la tabla [3.6](#).

Parámetro	Valor
Ancho de banda BW $[MHz]$	1 a 6000
Ganancia de potencia G $[dB]$	22
Cifra de ruido NF $[dB]$	3
Factor de ruido F	2
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 $[dBm]$	6
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3 $[dBm]$	28
Punto de compresión de 1 $[dB]$ (referido a la entrada) IP_{1dB} $[dBm]$	18
Punto de compresión de 1 $[dB]$ (referido a la salida) OP_{1dB} $[dBm]$	17
Potencia de entrada máxima admisible $P_{in}(max)$ $[dBm]$	10

Tabla 3.6: Especificaciones del amplificador de oscilador local (para $f = 400[MHz]$)

3.1.8.3 Verificación

Inspeccionando la tabla 3.6 puede notarse que el dispositivo elegido cumple los requerimientos establecidos.

3.1.9 Conclusión

En el texto precedente se determinaron los requerimientos que debe cumplir el up-converter, y luego se procedió a diseñar cada bloque del mismo, de manera que el sistema total cumpliera con esos requerimientos.

3.1.9.1 Parámetros del sistema diseñado

Durante la fase de diseño, en algunos casos se asumieron los parámetros de ciertos dispositivos teniendo en cuenta valores típicos. Al ya haber seleccionado los componentes específicos a utilizar, pueden calcularse dichos parámetros de manera exacta (ver tablas 3.3, 3.5, 3.4 y sección 3.1.4).

3.1.9.2 Verificación

En la tabla 3.7 se resumen los parámetros del sistema diseñado, calculados a partir de los de cada bloque individual. El rango de frecuencias de salida es el detallado en la tabla habiendo adoptado $f_{OL} = 400[MHz]$.

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias de entrada $[kHz]$	0 a 300
Rango de frecuencias de salida $[MHz]$	399.7 a 400.3
Ganancia de potencia mínima $G(min)$ $[dB]$	-8.22
Pérdida de conversión máxima $CL(max)$ $[dB]$	8.22
Cifra de ruido máxima $NF(max)$ $[dB]$	8.99
Factor de ruido máximo $F(max)$	7.76
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) mínimo $IIP_3(min)$ $[dBm]$	8.73
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) mínimo $OIP_3(min)$ $[dBm]$	0.51
Punto de compresión de 1 $[dB]$ (referido a la entrada) mínimo $IP_{1dB}(min)$ $[dBm]$	-2.81
Punto de compresión de 1 $[dB]$ (referido a la salida) mínimo $OP_{1dB}(min)$ $[dBm]$	-6.41
Potencia de entrada máxima admisible $P_{in}(max)$ $[dBm]$	27
Potencia de salida máxima (para $P_{in} = 27[dBm]$) $P_{out}(max)$ $[dBm]$	0
Impedancia de entrada/salida $[\Omega]$	50

Tabla 3.7: Especificaciones finales del up-converter

Comparando la tabla 3.2 con la 3.7 puede comprobarse que los requerimientos iniciales fueron cumplidos y, por lo tanto, el diseño es satisfactorio.

3.2 Diseño del down-converter

El segundo sub-sistema a analizar será el down-converter, cuyo diagrama en bloques se presenta en la figura 3.14.

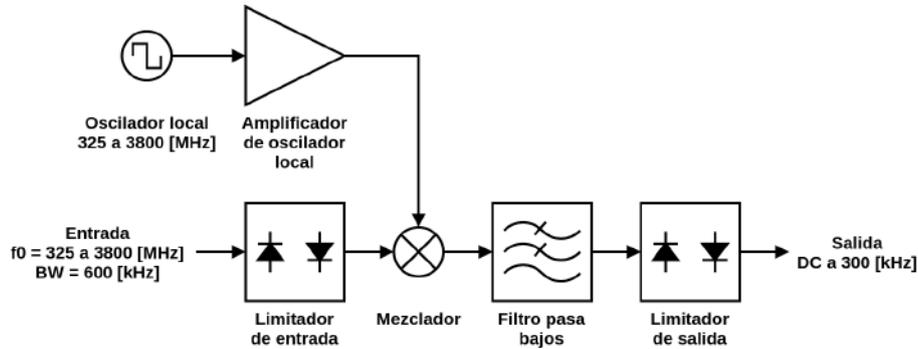


Figura 3.14: Diagrama en bloques del sub-sistema down-converter

La función básica de cada bloque es la siguiente:

- **Limitador de entrada:** Este bloque cumple una función análoga a la realizada por su contraparte ubicada a la entrada del up-converter.
- **Mezclador:** El mezclador es el encargado de obtener el producto entre la señal de entrada y el oscilador local, logrando de esta forma obtener en la salida la información proveniente del SDR, trasladada a la banda de frecuencias de trabajo del equipo de comunicaciones subacuáticas.
- **Oscilador local:** El oscilador local es el encargado de generar la señal a multiplicar con la señal de entrada, para poder llevar esta última a la frecuencia de trabajo del equipo de comunicaciones subacuáticas.
- **Amplificador de oscilador local:** Ya que el mezclador requiere que la señal proveniente del OL sea de una potencia específica, es necesario amplificar la señal generada por el cristal mediante este bloque.
- **Filtro pasa-bajos:** Para eliminar las señales y ruido fuera de banda (incluyendo la frecuencia imagen), se utiliza un filtro pasa-bajos luego del mezclador.
- **Limitador de salida:** Para que la señal de salida que es enviada al equipo de comunicaciones subacuáticas nunca supere los niveles máximos de potencia admitidos por este, se incluye un bloque limitador, similar al que se encuentra a la entrada.

3.2.1 Requerimientos a nivel sistema

El proceso a seguir para el down-converter es equivalente al seguido para el up-converter en el capítulo 3.1. Por lo tanto, se lo explicará de manera resumida.

3.2.1.1 Introducción

En la figura 3.15 puede verse un diagrama en bloques del sistema de LF original, formado por un amplificador de salida y un proyector subacuático.

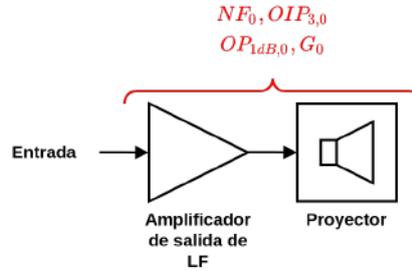


Figura 3.15: Sistema original

En la figura 3.16 fue agregado el down-converter y el SDR.

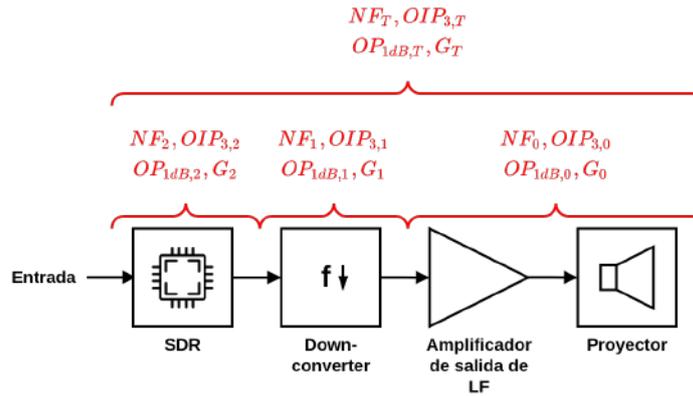


Figura 3.16: Sistema con SDR

Dado que no se posee el sistema de LF ni información acerca del mismo, se asumirá que el mismo tiene los parámetros de un transmisor de "buena" calidad, y se diseñará para que el sistema completo (con el agregado del down-converter y el SDR) pueda seguir siendo considerado "aceptable" (ver 3.1.1.1).

En el caso de transmisores, los parámetros de linealidad (IP_3 y P_{1dB}) se utilizan referidos a la salida⁹⁸.

3.2.1.2 Parámetros del sistema de LF

Para que el análisis sea posible, es necesario contar con los rangos de variación de los parámetros del sistema de LF. Se utilizarán los de la tabla 3.1, excepto para la ganancia G_0 .

Al no disponer del sistema de LF, se supondrá que el amplificador de salida del mismo permite ajustar su ganancia G_0 en un determinado rango, el cual se

asume de 0 a 60[dB]²².

3.2.1.3 Ganancia del down-convertter

El down-convertter consiste en las siguientes etapas:

- **Limitador de entrada:** Ganancia unitaria.
- **Mezclador:** Pérdida de conversión de 4.5 a 9[dB]⁶⁸. Esto implica una ganancia de -9 a -4.5 [dB].
- **Filtro pasa-bajos:** Pérdida de inserción de 0 (para baja frecuencia) a 3[dB] (para su frecuencia de corte). Esto implica una ganancia de -3 a 0[dB].
- **Limitador de salida:** Ganancia unitaria.

Teniendo en cuenta esto, la ganancia G_1 del down-convertter varía entre -12 y -4.5 [dB].

3.2.1.4 Parámetros de los SDR

Ver [3.1.1.4](#).

3.2.1.5 Parámetros del sistema completo

A continuación se analizan los parámetros del sistema en cascada de la figura [3.16](#) en función de los bloques que lo conforman.

3.2.1.5.1 Cifra de ruido NF El factor de ruido total del sistema en cascada de la figura [3.16](#) puede calcularse aplicando la fórmula de ruido de Friis³⁶:

$$F_T = F_2 + \frac{F_1 - 1}{G_2} + \frac{F_0 - 1}{G_2 G_1} \quad (3.49)$$

donde: F_T : factor de ruido total (adimensional)
 F_2 : factor de ruido del SDR (adimensional)
 G_2 : ganancia de potencia del SDR (adimensional)
 F_1 : factor de ruido del down-convertter (adimensional)
 G_1 : ganancia de potencia del down-convertter (adimensional)
 F_0 : factor de ruido del sistema de LF (adimensional)

Como fue mencionado en la tabla [3.1](#) para ser considerado de "buena" calidad, un dispositivo debe tener un factor de ruido F entre 1.58 y 10.

El caso a analizar es el siguiente:

- El agregado del down-convertter y el SDR deterioran el factor ruido del sistema de LF, pero lo suficientemente poco como para que el sistema completo se mantenga dentro del rango mencionado ($F_T \leq 10$).

²²Este rango se obtuvo analizando diversas opciones de amplificadores de potencia para proyectores subacuáticos, correspondiendo el valor mínimo de 0[dB] a ganancia unitaria⁵¹[16](#)³⁴.

- El factor de ruido del SDR es $F_2 = 4.07$ (correspondiente a $NF_2 = 6.1[dB]$, ver [3.1.1.4.1](#))²³
- El down-converter también tiene su factor de ruido en el mismo rango. Entonces $1.58 \leq F_1 \leq 10$.
- La ganancia del down-converter es la mínima posible, $G_1 = -12[dB] = 0.063$ (ver [3.2.1.3](#))²⁴.
- El sistema de LF tiene el mejor factor de ruido posible del rango mencionado, es decir $F_0 = 1.58$.

Reemplazando estos valores en la ecuación [3.49](#) se obtiene:

$$G_2 \geq 4.87[dB] \quad (3.50)$$

Como G_2 se encuentra dentro del rango de variación establecido en [3.1.1.4](#), cualquier factor de ruido menor a 10 (es decir, $NF_1 \leq 10[dB]$) cumple el requerimiento para F_T .

3.2.1.5.2 Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3 El OIP_3 puede aproximarse de la siguiente manera⁹⁹:

$$\frac{1}{OIP_{3,T}} \approx \frac{1}{G_0 G_1 OIP_{3,2}} + \frac{1}{G_1 OIP_{3,1}} + \frac{1}{OIP_{3,0}} \quad (3.51)$$

donde: $OIP_{3,T}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) total [W]

$OIP_{3,2}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del SDR [W]

$OIP_{3,1}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del down-converter [W]

G_1 : ganancia de potencia del down-converter (adimensional)

$OIP_{3,0}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del sistema de LF [W]

G_2 : ganancia de potencia del sistema de LF (adimensional)

Como fue mencionado en [3.1.1.1](#), para ser considerado de "buena" calidad, un dispositivo debe tener un punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3 entre 0 y $5[dBm]$, siendo $-10[dBm]$ el mínimo valor "aceptable".

El caso a analizar es el siguiente:

- El sistema de LF tiene el mejor OIP_3 posible del rango mencionado, es decir $OIP_{3,0} = 5[dBm]$.
- El agregado del down-converter y el SDR deterioran este OIP_3 , pero lo suficientemente poco como para que el sistema completo se mantenga por encima del mínimo valor aceptable ($OIP_{3,T} \geq -10[dBm]$).

²³Se desea realizar el análisis para el SDR con el peor factor de ruido posible, pero este es $F_2 = 23.99$ (correspondiente a $NF_2 = 13.8[dB]$, ver [3.1.1.4.2](#)) y, analizando la ecuación [3.49](#) puede comprobarse que $F_T \geq F_2$; entonces, sería imposible lograr $F_T \leq 10$. Por lo tanto, se eligió el segundo peor caso.

²⁴Este es el peor caso ya que a menor ganancia, mayor factor de ruido. Esto puede determinarse por inspección de la ecuación [3.49](#).

- El punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del SDR es el menor posible $OIP_{3,2} = 59.5[dBm]$ (ver [3.1.1.4.1](#)).
 - La ganancia del down-converter es la mínima posible, $G_1 = -12[dB] = 0.063$ (ver [3.2.1.3](#))²⁵.
 - La ganancia del sistema de LF toma el máximo valor posible $G_0 = 60[dB]$.
- Reemplazando en la ecuación [3.51](#) y resolviendo, se obtiene:

$$OIP_{3,1} \geq 2.14[dBm] \quad (3.52)$$

3.2.1.5.3 Punto de compresión de 1[dB] P_{1dB} El P_{1dB} puede aproximarse como⁹⁹:

$$\frac{1}{\sqrt{OP_{1dB,T}}} \approx \frac{1}{\sqrt{G_0 G_1 OP_{1dB,2}}} + \frac{1}{\sqrt{G_1 OP_{1dB,1}}} + \frac{1}{\sqrt{OP_{1dB,0}}} \quad (3.53)$$

- donde: $OP_{1dB,T}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) total [W]
 $OP_{1dB,2}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) del SDR [W]
 $OP_{1dB,1}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) del down-converter [W]
 G_1 : ganancia de potencia del down-converter (adimensional)
 $OP_{1dB,0}$: punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) del sistema de LF [W]
 G_2 : ganancia de potencia del sistema de LF (adimensional)

Como fue mencionado en [3.1.1.1](#), para ser considerado de "buena" calidad, un dispositivo debe tener un punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) OP_{1dB} entre -10 y $-5[dBm]$, siendo $-20[dBm]$ el mínimo valor aceptable.

El caso a analizar es el siguiente:

- El sistema de LF tiene el mejor OP_{1dB} posible del rango mencionado, es decir $OP_{1dB,0} = -5[dBm]$.
- El agregado del down-converter y el SDR deterioran este OP_{1dB} , pero lo suficientemente poco como para que el sistema completo se mantenga por encima del mínimo valor aceptable ($OP_{1dB,T} \geq -20[dBm]$).
- El punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) del SDR es el menor posible $OP_{1dB,2} = 49.5[dBm]$ (ver [3.1.1.4.1](#)).
- La ganancia del down-converter es la mínima posible, $G_1 = -12[dB] = 0.063$ (ver [3.2.1.3](#))²⁶.
- La ganancia del sistema de LF toma el máximo valor posible $G_0 = 60[dB]$.

Reemplazando en la ecuación [3.53](#) y resolviendo, se obtiene:

$$OP_{1dB,1} \geq -6.30[dBm] \quad (3.54)$$

²⁵Este es el peor caso ya que a menor ganancia, menor OIP_3 . Esto puede determinarse por inspección de la ecuación [3.51](#).

²⁶Este es el peor caso ya que a menor ganancia, menor OP_{1dB} . Esto puede determinarse por inspección de la ecuación [3.53](#).

3.2.1.6 Conclusión

En esta sección se establecieron los requerimientos que debe cumplir el down-converter, los cuales se resumen en la tabla 3.8

Parámetro	Valor
Cifra de ruido $NF_1(max)$ [dB]	10
Factor de ruido $F_1(max)$	10
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) $OIP_{3,1}(min)$ [dBm]	2.14
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) $OP_{1dB,1}(min)$ [dBm]	-6.30

Tabla 3.8: Requerimientos down-converter

3.2.2 Procedimiento de diseño

Debido a la dificultad de diseñar limitadores con características de linealidad y ruido específicas, se comenzará el proceso de diseño con el limitador de salida. Luego, se continuará con el filtro pasa-bajos y el mezclador (con su oscilador local y, de ser necesario, amplificador de oscilador local), el cual deberá tener las características de linealidad y ruido para que el sistema completo cumpla los requerimientos de la tabla 3.8

A priori, se asumirá que:

- El oscilador local es el mismo que para el up-converter.
- El limitador de entrada es ideal (ganancia unitaria y sin compresión de la ganancia o distorsión por intermodulación)²⁷

3.2.3 Limitador de salida

Se utilizará un limitador con diodos PN idéntico al limitador de entrada del up-converter (ver 3.1.3).

3.2.4 Filtro pasa-bajos

3.2.4.1 Introducción

Este filtro brinda rechazo a frecuencia imagen, y a señales y ruido fuera de la banda de interés.

3.2.4.2 Requerimientos

La frecuencia de corte f_c del filtro debe ser mayor o igual a la máxima frecuencia de las señales destinadas al proyector subacuático (es decir, $f_c \geq 300[kHz]$).

²⁷Esta suposición no afecta considerablemente al resultado del diseño ya que, típicamente, la pérdida de inserción de un limitador es $IL < 1[dB]$, y, por ser el primer bloque de la cadena, sus características de alinealidad modifican de manera limitada la alinealidad del sistema completo⁹⁹.

La frecuencia imagen es igual al doble de la frecuencia del oscilador. Por lo tanto, f_c debe ser menor o igual al doble de la frecuencia del OL.

3.2.4.2.1 Fuentes de interferencia En este caso, no hay ninguna fuente de interferencia de potencia considerable en las cercanías de la frecuencia de entrada³⁸. Por lo tanto, se consideran las señales interferentes suficientemente atenuadas por el blindaje del cable de interconexión entre SDR y down-converter²⁸.

Entonces, se utilizará un filtro igual al del up-converter (ver 3.1.4), ya que los demás requerimientos son idénticos.

3.2.5 Mezclador

3.2.5.1 Introducción

El mezclador es el encargado de obtener el producto entre la señal de entrada y el oscilador local, logrando de esta forma obtener en la salida la información proveniente del SDR, trasladada a la banda de frecuencias de trabajo del equipo de comunicaciones subacuáticas.

3.2.5.2 Requerimientos

Los requerimientos que debe cumplir el mezclador son tales que no deterioren la señal de entrada más de lo estrictamente requerido.

3.2.5.2.1 Cifra de ruido En la tabla 3.8 se establece que el factor de ruido del down-converter debe ser inferior a 10.

Aplicando la fórmula de ruido de Friis³⁶ para este caso:

$$F_T = F_0 + \frac{F_1 - 1}{G_0} + \frac{F_2 - 1}{G_0 G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_0 G_1 G_2} \quad (3.55)$$

donde: F_T : factor de ruido total del down-converter (adimensional)
 F_0 : factor de ruido del limitador de entrada (adimensional)
 G_0 : ganancia de potencia del limitador de entrada (adimensional)
 F_1 : factor de ruido del mezclador (adimensional)
 G_1 : ganancia de potencia del mezclador (adimensional)
 F_2 : factor de ruido del filtro pasa-bajos (adimensional)
 G_2 : ganancia de potencia del filtro pasa-bajos (adimensional)
 F_3 : factor de ruido del limitador de salida (adimensional)

El caso a analizar es el siguiente:

- Los parámetros del limitador de salida ya fueron determinados y son únicos (ver 3.3).
- La ganancia del limitador de entrada es $G_0 = 0[dB]$ y su factor de ruido $F_0 = 1$ (ver 3.2.2).
- Se está utilizando el sistema en una frecuencia en la que el filtro pasa-bajos presenta su menor ganancia posible $G_2 = -3[dB]$ y, por lo tanto, su mayor factor de ruido posible $F_2 = 2$ ²⁹.

²⁸Ambos SDR poseen filtros en su cadena de transmisión para proveer rechazo a señales de frecuencias que se encuentren fuera del canal utilizado.

²⁹El filtro pasa-bajos tiene una ganancia G_2 entre -3 y $0[dB]$.

Adicionalmente, la cifra de ruido del mezclador puede aproximarse como [81,75,74](#).

$$NF_1 \approx CL_1 + 0.5[dB] \quad (3.56)$$

donde: NF_1 : cifra de ruido del mezclador [dB]
 CL_1 : pérdida de conversión del mezclador [dB]

Entonces la ganancia del mezclador es:

$$G_1 \approx \frac{1.12}{F_1} \quad (3.57)$$

Reemplazando en la ecuación [3.55](#) y resolviendo se obtiene:

$$F_2 \leq 5.28 \quad (3.58)$$

Por lo tanto, el mezclador deberá tener una cifra de ruido:

$$NF_2 \leq 7.23[dB] \quad (3.59)$$

3.2.5.2.2 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden En la tabla [3.8](#) se establece que el OIP_3 del down-converter debe ser superior a $2.14[dBm]$.

Aplicando la fórmula para aproximar el OIP_3 ⁹⁹ para este caso:

$$\frac{1}{OIP_{3,T}} \approx \frac{1}{G_3 G_2 G_1 OIP_{3,0}} + \frac{1}{G_2 G_1 OIP_{3,1}} + \frac{1}{G_1 OIP_{3,2}} + \frac{1}{OIP_{3,3}} \quad (3.60)$$

donde: $OIP_{3,T}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) total del down-converter [W]

$OIP_{3,0}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del limitador de entrada [W]

$OIP_{3,1}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del mezclador [W]

G_1 : ganancia de potencia del mezclador (adimensional)

$OIP_{3,2}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del filtro pasa-bajos [W]

G_2 : ganancia de potencia del filtro pasa-bajos (adimensional)

$OIP_{3,3}$: punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del limitador de salida [W]

G_3 : ganancia de potencia del limitador de salida (adimensional)

El caso a analizar es el siguiente:

- Los parámetros del limitador de salida ya fueron determinados y son únicos (ver [3.3](#)).
- El punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) del limitador de entrada es $OIP_{3,0} \rightarrow \infty$ (ver [3.2.2](#)).
- La ganancia del mezclador es la máxima posible $G_1 = -4.5[dB]$ (ver [3.2.1.3](#)).
- Se está utilizando el sistema en una frecuencia en la que el filtro pasa-bajos presenta su mayor ganancia posible $G_2 = 0[dB]$ y $OIP_{3,2} \rightarrow \infty$ (ver [3.2.2](#)).

Reemplazando en la ecuación 3.60 y resolviendo se obtiene:

$$OIP_{3,1} \geq 7.09[dBm] \quad (3.61)$$

Por lo tanto, el mezclador deberá tener un IIP_3 :

$$IIP_{3,1} = OIP_{3,1} - G_1 \quad (3.62a)$$

$$IIP_{3,1} \geq 11.59[dBm] \quad (3.62b)$$

3.2.5.2.3 Compresión de la ganancia En la tabla 3.8 se establece que el OP_{1dB} del down-converter debe ser superior a $-6.30[dBm]$.

Aplicando la fórmula para aproximar el OP_{1dB} para este caso:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{OP_{1dB,T}}} \approx & \frac{1}{\sqrt{G_3 G_2 G_1 OP_{1dB,0}}} + \frac{1}{\sqrt{G_2 G_1 OP_{1dB,1}}} + \\ & + \frac{1}{\sqrt{G_1 OP_{1dB,2}}} + \frac{1}{\sqrt{OP_{1dB,3}}} \end{aligned} \quad (3.63)$$

donde: $OP_{1dB,T}$: punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) total del down-converter $[W]$

$OP_{1dB,0}$: punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) del limitador de entrada $[W]$

$OP_{1dB,1}$: punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) del mezclador $[W]$

G_1 : ganancia de potencia del mezclador (adimensional)

$OP_{1dB,2}$: punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) del filtro pasa-bajos $[W]$

G_2 : ganancia de potencia del filtro pasa-bajos (adimensional)

$OP_{1dB,3}$: punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) del limitador de salida $[W]$

G_3 : ganancia de potencia del limitador de salida (adimensional)

El caso a analizar es el siguiente:

- Los parámetros del limitador de salida ya fueron determinados y son únicos (ver 3.3).
- El punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) del limitador de entrada es $OP_{1dB,0} \rightarrow \infty$ (ver 3.2.2).
- La ganancia del mezclador es la máxima posible $G_1 = -4.5[dB]$ (ver 3.2.1.3).
- Se está utilizando el sistema en una frecuencia en la que el filtro pasa-bajos presenta su mayor ganancia posible $G_2 = 0[dB]$ y $OP_{1dB,2} \rightarrow \infty$ (ver 3.2.2).

Reemplazando en la ecuación 3.63 y resolviendo se obtiene:

$$OP_{1dB,1} \geq -0.28[dBm] \quad (3.64)$$

Por lo tanto, el mezclador deberá tener un IP_{1dB} :

$$IP_{1dB,1} = OP_{1dB,1} - G_1 + 1[dB] \quad (3.65a)$$

$$IP_{1dB,1} \geq 5.22[dBm] \quad (3.65b)$$

3.2.5.2.4 Rango de frecuencias Los requerimientos son los mismos que para el up-converter, pero intercambiando entrada de baja frecuencia por salida de alta frecuencia.

3.2.5.3 Diseño

Para seleccionar un mezclador se sigue el proceso sugerido en Mini-Circuits [79].

3.2.5.3.1 Tipo de conexiones En este caso se optó por utilizar un dispositivo de montaje superficial (SMD, Surface-Mount Device), a ser montado en una placa de circuito impreso (PCB, Printed Circuit Board).

3.2.5.3.2 "Nivel" del oscilador local En este caso, es necesario un mezclador (basado en diodos) de "nivel" 13 o mayor, con $IP_{1dB} \approx 9[dBm]$.

Como fue mencionado previamente, debe ser $IIP_3 \geq 11.59[dBm]$, lo que conduce a:

$$IP_{1dB} \geq IIP_3 - 15[dB] \quad (3.66a)$$

$$IP_{1dB} \geq -3.41[dBm] \quad (3.66b)$$

O sea que con un mezclador "nivel" 3 (el mínimo disponible), se cumple esta condición.

Combinando las dos restricciones anteriores se llega a la conclusión de que es necesario un mezclador de, al menos, "nivel" 13.

3.2.5.3.3 Rango de frecuencias A diferencia del up-converter, en este caso las señales de DC en adelante son necesarias a la salida del mezclador. Por lo tanto, puede usarse el puerto de RF como entrada y el de IF como salida, sin la pérdida en linealidad del up-converter.

3.2.5.3.4 Pérdida de conversión Como requerimiento adicional, la cifra de ruido del mezclador debe ser $NF \leq 7.23[dB]$. O sea que su pérdida de conversión debe ser [81][75][74].

$$CL_2 \approx NF_2 - 0.5[dB] \quad (3.67a)$$

$$CL_2 \leq 6.73[dB] \quad (3.67b)$$

3.2.5.3.5 Elección de un dispositivo Con el procedimiento recién detallado, se eligió un mezclador Mini Circuits ADE-1MH+[80], cuyas características se resumen en la tabla [3.5].

3.2.5.4 Verificación

Inspeccionando la tabla [3.5] puede notarse que se cumplen los requerimientos establecidos.

3.2.6 Limitador de entrada

3.2.6.1 Introducción

Para que la señal de entrada proveniente del SDR nunca supere los niveles máximos de potencia admitidos por el mezclador, se incluye un bloque limitador basado en diodos PIN.

3.2.6.2 Requerimientos

Como fue mencionado en 3.2.2, se asume que la no idealidad del limitador de entrada en términos de ruido y alinealidad no afecta considerablemente al sistema. Este hecho se corroborará al final del diseño.

3.2.6.2.1 Máxima potencia de salida admisible La función de este limitador es proteger al mezclador, el cual admite, como máximo, una potencia de $23[dBm] = 200[mW]$ (ver tabla 3.5). Si se adopta un margen de seguridad de 20%, el limitador deberá mantener la potencia por debajo de $0.8 \times 200[mW] \approx 22[dBm]$.

3.2.6.2.2 Ancho de banda El ancho de banda es igual a, como mínimo, la frecuencia del OL más el ancho de banda de la señal de baja frecuencia, es decir $400[MHz] + 300[kHz] = 400.3[MHz]$.

3.2.6.3 Diseño

3.2.6.3.1 Elección de un dispositivo Como dispositivo se decidió por un circuito integrado Mini-Circuits RLM-33H+.

En la tabla 3.9 se resumen las especificaciones del limitador de entrada 46.

Parámetro	Valor
Ancho de banda BW [MHz]	30 a 3000
Ganancia de potencia G [dB]	-0.08
Pérdida de inserción IL [dB]	0.08
Cifra de ruido NF [dB]	0.08
Factor de ruido F	1.02
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 [dBm]	35
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3 [dBm]	34.92
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) IP_{1dB} [dBm]	17
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) OP_{1dB} [dBm]	15.92
Potencia de entrada máxima admisible $P_{in}(max)$ [dBm]	33.01
Potencia de salida máxima (para $P_{in} = 30[dBm]$) $P_{out}(max)$ [dBm]	19.23

Tabla 3.9: Especificaciones del limitador de entrada del down-converter (para $f = 300[MHz]$)

3.2.6.4 Verificación

Inspeccionando la tabla 3.9 puede notarse que el dispositivo elegido cumple los requerimientos establecidos.

3.2.7 Oscilador local

Dado que los requerimientos son los mismos que para el oscilador local del up-converter, se utilizará el mismo dispositivo (ver 3.1.7).

Específicamente, en el circuito de la figura 3.13 se usará la conexión de la resistencia R_{in2} para obtener la señal necesaria (el análisis es idéntico al realizado para el up-converter).

3.2.8 Amplificador de oscilador local

Ver 3.1.8.

3.2.9 Conclusión

En el texto precedente se determinaron los requerimientos que debe cumplir el down-converter, y luego se procedió a diseñar cada bloque del mismo, de manera que el sistema total cumpliera con esos requerimientos.

3.2.9.1 Parámetros del sistema diseñado

Durante la fase de diseño, en algunos casos se asumieron los parámetros de ciertos dispositivos teniendo en cuenta valores típicos. Al ya haber seleccionado los componentes específicos a utilizar, pueden calcularse dichos parámetros de manera exacta (ver tablas 3.9, 3.5, 3.3, y sección 3.2.4).

3.2.9.2 Verificación

En la tabla 3.10 se resumen los parámetros del sistema diseñado, calculados a partir de los parámetros de cada bloque individual.

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias de entrada [MHz]	399.7 a 400.3
Rango de frecuencias de salida [kHz]	0 a 300
Ganancia de potencia mínima $G(min)$ [dB]	-8.28
Pérdida de conversión máxima $CL(max)$ [dB]	8.28
Cifra de ruido máxima $NF(max)$ [dB]	8.54
Factor de ruido máximo $F(max)$	7.14
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) mínimo $IIP_3(min)$ [dBm]	13.81
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) mínimo $OIP_3(min)$ [dBm]	5.53
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) mínimo $IP_{1dB}(min)$ [dBm]	3.53
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) mínimo $OP_{1dB}(min)$ [dBm]	-5.75
Potencia de entrada máxima admisible $P_{in}(max)$ [dBm]	33.01
Potencia de salida máxima (para $P_{in} = 27$ [dBm]) $P_{out}(max)$ [dBm]	10
Impedancia de entrada/salida [Ω]	50

Tabla 3.10: Especificaciones finales del down-converter

Comparando la tabla 3.8 con la 3.10, puede comprobarse que los requerimientos iniciales fueron cumplidos y, por lo tanto, el diseño es satisfactorio.

3.3 Diseño de la fuente de alimentación

En caso de que la potencia suministrada por un puerto USB (como al que se conecta el SDR) sea suficiente, se propone alimentar el up/down-converter desde el mismo tipo de puerto, para evitar la utilización de una fuente de alimentación adicional.

3.3.1 Requerimientos a nivel sistema

3.3.1.1 Introducción

Los únicos componentes que requieren potencia de DC para funcionar son el oscilador local y sus dos amplificadores (ver secciones 3.1 y 3.2).

3.3.1.2 Requerimientos de potencia

De las hojas de datos de cada componente^[25,53] pueden determinarse los rangos de tensiones y corrientes de alimentación, los cuales se presentan en la tabla 3.11 (en ambos casos, la tensión de alimentación nominal es $V_{CC} = 3.3$ [V]).

Parámetro	Valor
Tensión de alimentación oscilador $V_{CC,1}$ [V]	2.25 a 3.63
Corriente de alimentación máxima oscilador $I_{CC,1}(max)$ [mA]	30
Tensión de alimentación amplificador $V_{CC,2}$ [V]	3 a 3.45
Corriente de alimentación máxima amplificador $I_{CC,2}(max)$ [mA]	65

Tabla 3.11: Requerimientos de potencia

Por lo tanto, la tensión de alimentación nominal adoptada es $V_{CC} = 3.3[V]$, con un rango de variación entre 3 y 3.45[V].

Respecto a la corriente, es necesario alimentar un oscilador y dos amplificadores, entonces:

$$I_{CC} = I_{CC,1} + 2I_{CC,2} \quad (3.68)$$

donde: I_{CC} : corriente de alimentación total [mA]

$I_{CC,1}$: corriente de alimentación del oscilador [mA]

$I_{CC,2}$: corriente de alimentación del amplificador [mA]

Finalmente:

$$I_{CC}(max) = 160[mA] \quad (3.69)$$

Y la potencia que debe suministrar la fuente de alimentación es:

$$P_{CC} = V_{CC}I_{CC}(max) \quad (3.70a)$$

$$P_{CC} = 528[mW] \quad (3.70b)$$

3.3.1.3 Ruido y ripple de tensión

Como los componentes a los que es necesario proveer potencia de DC están asociados al oscilador local, cualquier ruido presente en la fuente de alimentación conducirá al agregado de ruido al mismo. Además, el ripple en la tensión de alimentación producirá modulación de amplitud y fase en el OL²⁸.

Para poder establecer un requerimiento respecto al máximo ruido y ripple aceptable en la fuente de alimentación, sería necesario conocer la transferencia $H(s)$ del OL y sus amplificadores³⁰. Dicha transferencia no se encuentra en las especificaciones de estos dispositivos (y generalmente no lo hace). Por lo tanto, se decidió optar por la solución que provea la mayor relación de rechazo al ripple y el menor ruido de tensión, debido a la dificultad en medir la transferencia y el bajo costo asociado a la decisión recién mencionada.

3.3.1.4 Protecciones

Además, la fuente de alimentación debe proveer protección al resto del equipo. En este caso se decidió por utilizar protección contra sobre-corriente, sobre-tensión transitoria y polaridad invertida.

³⁰Esta transferencia no es desde entrada de señal a salida de señal, sino desde entrada de alimentación a salida de señal.

3.3.2 Suministro de la alimentación

Debido a que los SDR requieren conexión a una computadora para su funcionamiento, se tiene fácil acceso a un puerto USB (Universal Serial Bus)³¹, entonces, de ser posible, se tomará alimentación del mismo.

Un puerto USB 2.0 suministra una tensión en el rango 4.75 a 5.25[V], una corriente máxima de 500[mA], y una potencia máxima de 2.25[W]⁶². De acuerdo a 3.3.1.2, esta potencia es varias veces mayor a la requerida, aunque la tensión es diferente.

Por lo tanto, se utilizará un puerto USB para suministrar la potencia al sistema, y la tensión será llevada al nivel necesario mediante un dispositivo regulador.

3.3.3 Elección de un dispositivo

Se prefirió un regulador lineal a uno conmutado, ya que los del primer tipo poseen menores niveles de ruido y ripple, aunque menor eficiencia. Dada la baja potencia que es requerida en comparación con la disponible en un puerto USB 2.0, se consideró de poca importancia la eficiencia reducida.

Como dispositivo se decidió por un circuito integrado ON Semiconductor NCV8161.

En la tabla 3.12 se resumen las especificaciones del regulador de tensión⁸⁴. Además, este dispositivo cuenta con protección contra sobre-corriente.

Parámetro	Valor
Tensión de entrada V_{IN} [V]	1.9 a 5.5
Tensión de salida (nominal) V_{OUT} [V]	3.3
Tensión de salida (rango total) V_{OUT} [V]	3.234 a 3.366
Corriente de salida máxima $I_{OUT(max)}$ [mA]	450
Tensión de ruido a la salida (típica) V_N [μ VRMS]	10
Relación de rechazo a fuente de alimentación (típica) para $f = 100[Hz]$ $PSRR _{f=100[Hz]}$ [dB]	91
Relación de rechazo a fuente de alimentación (típica) para $f = 1[kHz]$ $PSRR _{f=1[kHz]}$ [dB]	98
Relación de rechazo a fuente de alimentación (típica) para $f = 10[kHz]$ $PSRR _{f=10[kHz]}$ [dB]	82
Relación de rechazo a fuente de alimentación (típica) para $f = 100[kHz]$ $PSRR _{f=100[kHz]}$ [dB]	48
Temperatura de juntura (máxima) $T_J(max)$ [$^{\circ}C$]	125
Resistencia térmica juntura-ambiente θ_{JA} [$^{\circ}C/W$]	218

Tabla 3.12: Especificaciones del regulador de tensión

3.3.3.1 Verificación

Inspeccionando la tabla 3.12 puede notarse que el dispositivo elegido cumple los requerimientos enunciados en 3.3.1.3, solo restando verificar si la máxima potencia disipada P_D es adecuada.

³¹Incluso los SDR toman alimentación de uno de estos puertos.

La potencia que el regulador puede disipar es:

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JA}} \quad (3.71)$$

donde: P_D : potencia disipada [W]
 T_J : temperatura de juntura [$^{\circ}C$]
 T_A : temperatura ambiente [$^{\circ}C$]
 θ_{JA} : resistencia térmica juntura-ambiente [$^{\circ}C/W$]

En el peor de los casos (máxima temperatura ambiente, que se asume igual a $40[^{\circ}C]$), el regulador puede disipar una potencia máxima:

$$P_D(max) = \frac{T_J(max) - T_A(max)}{\theta_{JA}} \quad (3.72a)$$

$$P_D(max) = 390[mW] \quad (3.72b)$$

La potencia que debe disipar el regulador es ⁸⁴:

$$P_D = V_{IN}I_{GND} + I_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT}) \quad (3.73)$$

donde: P_D : potencia a disipar [W]
 V_{IN} : tensión de entrada [V]
 V_{OUT} : tensión de salida [V]
 I_{OUT} : corriente de salida [A]
 I_{GND} : corriente por el terminal de tierra del regulador [A]

La máxima tensión suministrada por el puerto USB es $V_{IN}(max) = 5.25[V]$ (ver [3.3.2](#)), la mínima tensión de salida del regulador es $V_{OUT}(min) = 3.234[V]$ (ver tabla [3.12](#)), la máxima corriente de salida es $I_{OUT}(max) = I_{CC}(max) = 160[mA]$ (ver ecuación [3.69](#)), y la corriente por el terminal de tierra del regulador para estas condiciones es $I_{GND}|_{I_{OUT}=160[mA]} \approx 800[\mu A]$ (ver figura 11 "Ground Current vs. Load Current - $V_{OUT} = 3.3 V$ " en ON Semiconductor [84](#)).

Entonces, la máxima potencia que debe poder disipar el regulador es:

$$P_D = 327[mW] \quad (3.74)$$

Por lo tanto, ya que P_D para el peor caso se encuentra por debajo de $P_D(max) = 390[mW]$, la máxima potencia disipada por el dispositivo es suficiente.

3.3.4 Protección contra sobre-tensiones transitorias

Pueden producirse sobre-tensiones transitorias en un puerto USB por diferentes razones, como pueden ser:

- **Conexión y desconexión sin el apagado del suministro de la alimentación (hot plugging):** Esta operación puede generar transitorios de tensión que superen los $24[V]$ ⁸¹.

En este caso se habla de eventos de transitorios eléctricos rápidos (EFT, Electrical Fast Transient). La forma comúnmente utilizada para cuantificar la capacidad de un equipo para soportar este tipo de eventos es someter

el mismo a un ensayo en el que se inyecta un pulso de corriente de forma estándar conocido como 5/50ns (5[ns] de tiempo de subida de 10 a 90% y 50[ns] de duración hasta que el pulso toma su máximo valor y cae al 50%), de una amplitud determinada^[3].

- **Descargas atmosféricas:** Un evento de este tipo sobre la red eléctrica que provee alimentación al equipo puede generar transitorios de tensión que pongan en peligro la integridad del equipo.

De forma similar a EFT, en este caso se ensayan los equipos con un pulso de corriente de forma estándar con un tiempo de subida de 8[μs] y una duración de 20[μs]^[4].

- **Descarga electrostática (ESD, ElectroStatic Discharge):** El contacto del cuerpo humano con los terminales de alimentación puede generar una sobre-tensión producida por la descarga de la energía electrostática acumulada en el cuerpo, dañando al equipo.

En este caso, el equipo se ensaya con un pulso de tensión de forma estándar, de duración aproximada 100[ns] y valor pico específico^[2].

Una forma de proveer este tipo de protección es mediante un diodo para supresión de tensiones transitorias (TVS, Transient-Voltage-Supression), conectado entre los terminales de alimentación^[31]. En condiciones normales, el diodo se encuentra apagado y presenta alta impedancia, solo teniendo una pequeña corriente de fuga (del orden de 10[nA]). Cuando ocurre un transitorio de sobre-tensión, el diodo se enciende y reduce su impedancia considerablemente (a un valor del orden de 10[mΩ]); esto causa que la mayor parte de la energía del transitorio se disipe en el diodo en forma de calor, protegiendo al resto del sistema.

Se seleccionó como dispositivo un TVS Semtech uClamp0571p^[95], el cual fue diseñado específicamente para proteger las conexiones de alimentación de puertos USB^[24].

3.3.5 Protección contra polaridad invertida

La protección más común contra polaridad invertida es la utilización de un diodo en serie con la alimentación.

Si la alimentación se conecta con la polaridad incorrecta, la tensión en el diodo es negativa (y, por lo tanto, menor a su tensión de encendido) y el mismo no conduce, protegiendo al circuito.

Si, en cambio, la alimentación se conecta con la polaridad correcta, la tensión en el diodo es positiva (y mayor a su tensión de encendido) y el mismo conduce, permitiendo el funcionamiento del circuito.

Las desventajas de este esquema son causadas por la caída de tensión en el diodo (de alrededor de 0.7[V]). Por un lado, la tensión de alimentación debe ser 0.7[V] mayor a la mínima tensión de funcionamiento del circuito (en este caso sería la mínima tensión de entrada requerida por el regulador). Por otro lado, el diodo está constantemente disipando una potencia $V_F I_F$, lo que causa una pérdida de potencia (en este caso es ligeramente superior a 10% de la potencia utilizada). Esto podría traer complicaciones en el caso de que la alimentación se realice mediante baterías.

Sus ventajas son el bajo costo y reducido requerimiento de espacio.

Una alternativa de mayor costo y requerimiento de espacio es utilizar un MOSFET de canal P en serie con la alimentación, prácticamente reduciendo a cero la caída de tensión y pérdida de potencia (cuando el MOSFET está encendido, puede modelarse como su resistencia $R_{DS(ON)}$, del orden de $10[m\Omega]$).

Como en esta aplicación el espacio no es un condicionante (para dispositivos como los que se están analizando) y el costo de un MOSFET es reducido, se decidió utilizar un transistor en serie con el terminal positivo de alimentación, como es sugerido en Maxim Integrated [70]. El dispositivo elegido para cumplir esta función es un MOSFET de enriquecimiento de canal P Diodes Incorporated DMP2018LFLK³².

3.4 Diseño de la placa de circuito impreso

Como soporte para los componentes que forman el sistema, se utilizó una placa de circuito impreso (PCB, Printed Circuit Board).

3.4.1 Capacitores de desacople

El oscilador local y sus dos amplificadores manejan una señal cuadrada, lo que implica que en cada transición en su salida, se genera una transición en la corriente que toman de su terminal de alimentación. Estas transiciones en la corriente de alimentación, al circular por la resistencia de las pistas del PCB entre el dispositivo correspondiente y el regulador de tensión, producirían variaciones no deseadas en la tensión de alimentación, afectando el funcionamiento de dichos dispositivos. Este efecto puede reducirse colocando capacitores de desacople próximos a los terminales de alimentación de cada circuito integrado.

Para seleccionar y ubicar dichos capacitores, se siguieron los lineamientos de Archambeault [11], Renesas [88] y Analog Devices [10].

3.4.2 Longitud eléctrica de transición

La longitud eléctrica de transición (TEL, Transition Electrical Length) de una señal digital se define como:

$$TEL = t_r \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.75)$$

donde: TEL : longitud eléctrica de transición [m]

t_r : tiempo de subida o bajada [s]

c_0 : velocidad de la luz en el vacío [m/s]

ϵ_r : permitividad eléctrica relativa del medio (adimensional)

La TEL es utilizada para determinar de manera aproximada si un diseño tiene flancos suficientemente rápidos como para que sea necesario tratar las interconexiones como líneas de transmisión³². Si las interconexiones son de una longitud mucho menor a TEL, no es necesaria esta consideración³⁹.

³²Esto implica utilizar un dieléctrico de permitividad eléctrica controlada, dimensionar las pistas para tener una impedancia característica adecuada y terminar las mismas en ambos extremos con una impedancia de este mismo valor (asumiendo que todas las impedancias tienen parte imaginaria nula).

Si se asume que el PCB a utilizar tiene como dieléctrico a material FR-4, su permitividad eléctrica relativa es 4.5. La velocidad de la luz en el vacío es aproximadamente $3 \times 10^8 [m/s]$. El oscilador local genera una señal LVDS (ver 3.1.7), la cual (tomando un caso conservador) tiene un tiempo de subida mínimo de $200 [ps]$ ⁵⁵.

Reemplazando con estos valores en la ecuación 3.75 resulta:

$$TEL(min) = 28 [mm] \quad (3.76)$$

Por lo tanto, si pueden mantenerse las pistas del PCB, en las conexiones desde el oscilador local hasta los mezcladores, de longitudes mucho menores a $28 [mm]$, no es necesario tratarlas como líneas de transmisión.

El límite para poder considerar una longitud como "mucho menor" a TEL varía, con diferentes autores utilizando $TEL/6$, $TEL/\sqrt{2\pi} \approx TEL/2.5$ o $TEL/4$ ^{58,89}. En cualquier caso, se trata de una aproximación.

Si se toma el caso más conservador, para una longitud de pista l :

$$l(max) \approx \frac{TEL(min)}{6} \quad (3.77a)$$

$$l(max) \approx 4.7 [mm] \quad (3.77b)$$

Dado que esta condición impondría restricciones que podrían considerarse excesivas, y como la diferencia en costo con utilizar una placa con dieléctrico de permitividad eléctrica controlada no es considerable, se decidió por esta última opción.

3.4.3 Consideraciones generales

Al momento de diseñar el PCB se siguieron los lineamientos generales descritos en Jones⁵⁹, Bailey¹³, Ritchey⁸⁹ y Johnson y Graham⁵⁸.

3.4.4 Implementación del diseño

El diseño se realizó sobre un PCB de cuatro capas³³, con un núcleo de dieléctrico FR-4 y dos dieléctricos externos ("prepreg") tipo 7628³⁴.

El apilado de capas (layer stackup) es el siguiente (donde la capa 1 es la superior):

- Capa 1: Señal 1
- Capa 2: Masa
- Capa 3: Alimentación
- Capa 4: Señal 2

Para que las pistas se comporten como líneas de transmisión de impedancia característica $Z_0 = 50 [\Omega]$ en una placa de estas características, se las diseñó

³³El fabricante elegido solo provee placas con dieléctricos de permitividad eléctrica controlada para placas de cuatro o más capas, y solo realiza vías tipo agujero pasante metalizado (PTH, Plated Through-Hole).

³⁴Para especificaciones más detalladas, ver JLCPCB⁵⁷.

como guías de onda coplanares sobre un plano de masa, con una separación pista a plano de masa horizontal de $0.2[mm]$ y un ancho de $0.34[mm]$.

En la figura 3.17 se presenta el circuito completo a implementar, en las 3.18, 3.19, 3.20 y 3.21, las capas de la placa de circuito impreso, en la 3.22 una representación tridimensional, en la 3.23 la placa implementada, y en las 3.24, 3.25 y 3.26 el dispositivo terminado (cara de baja frecuencia, de alta frecuencia e inferior, respectivamente).

En el apéndice A se muestra el listado de materiales (BoM, Bill of Materials).

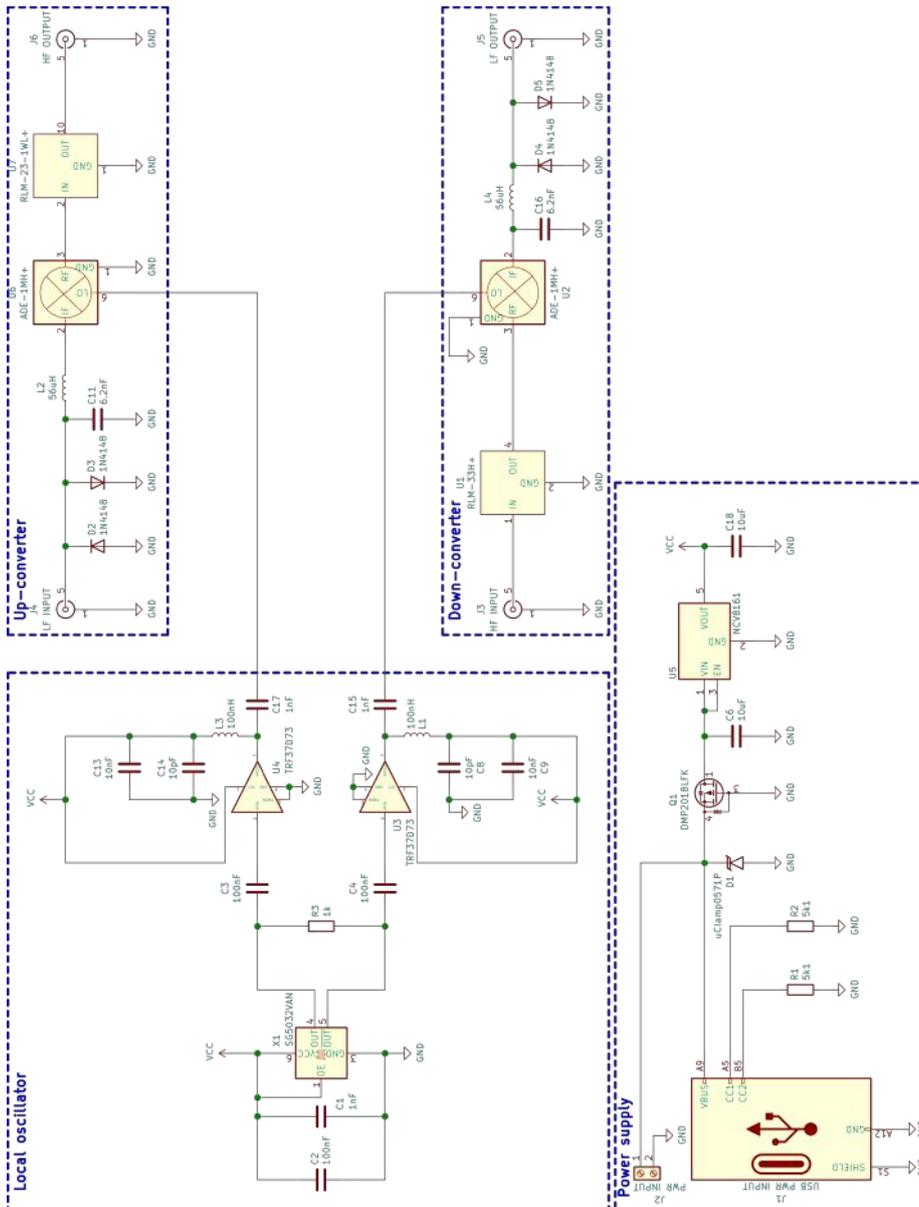


Figura 3.17: Diagrama esquemático completo

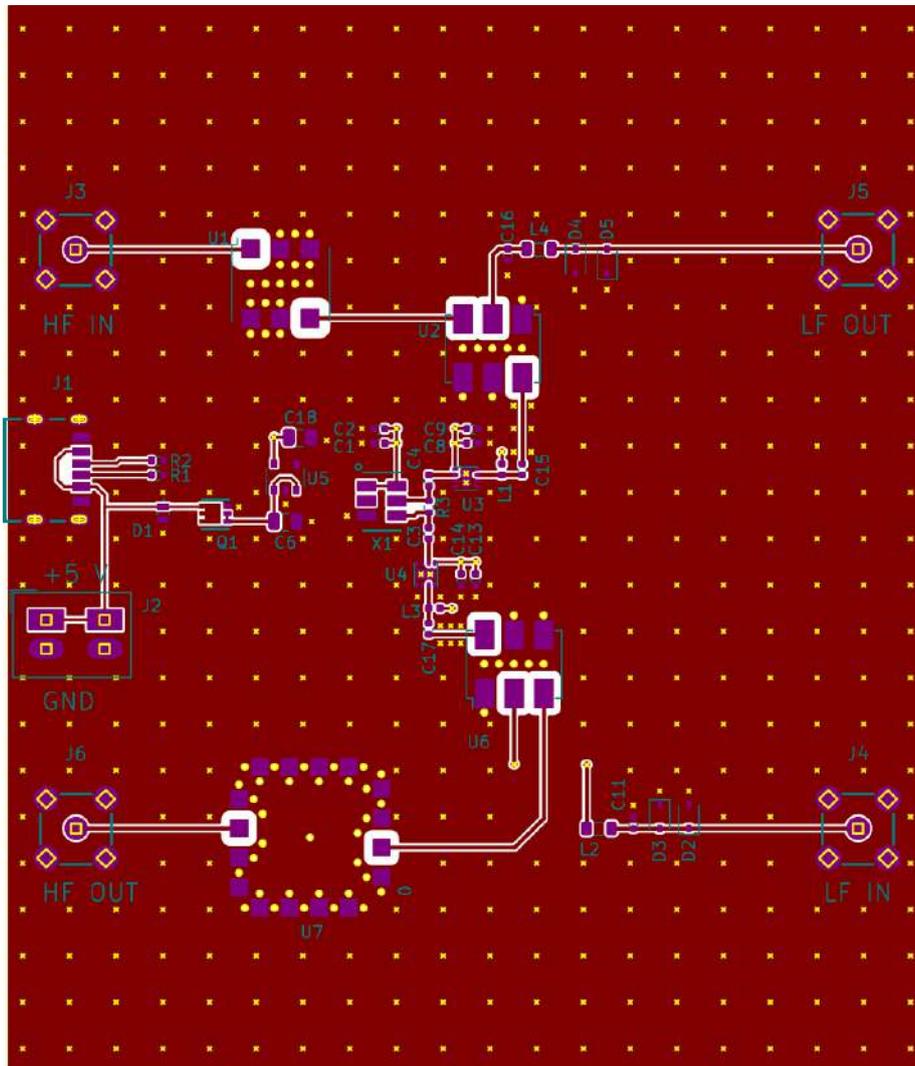


Figura 3.18: Placa de circuito impreso (capa 1, señal 1)

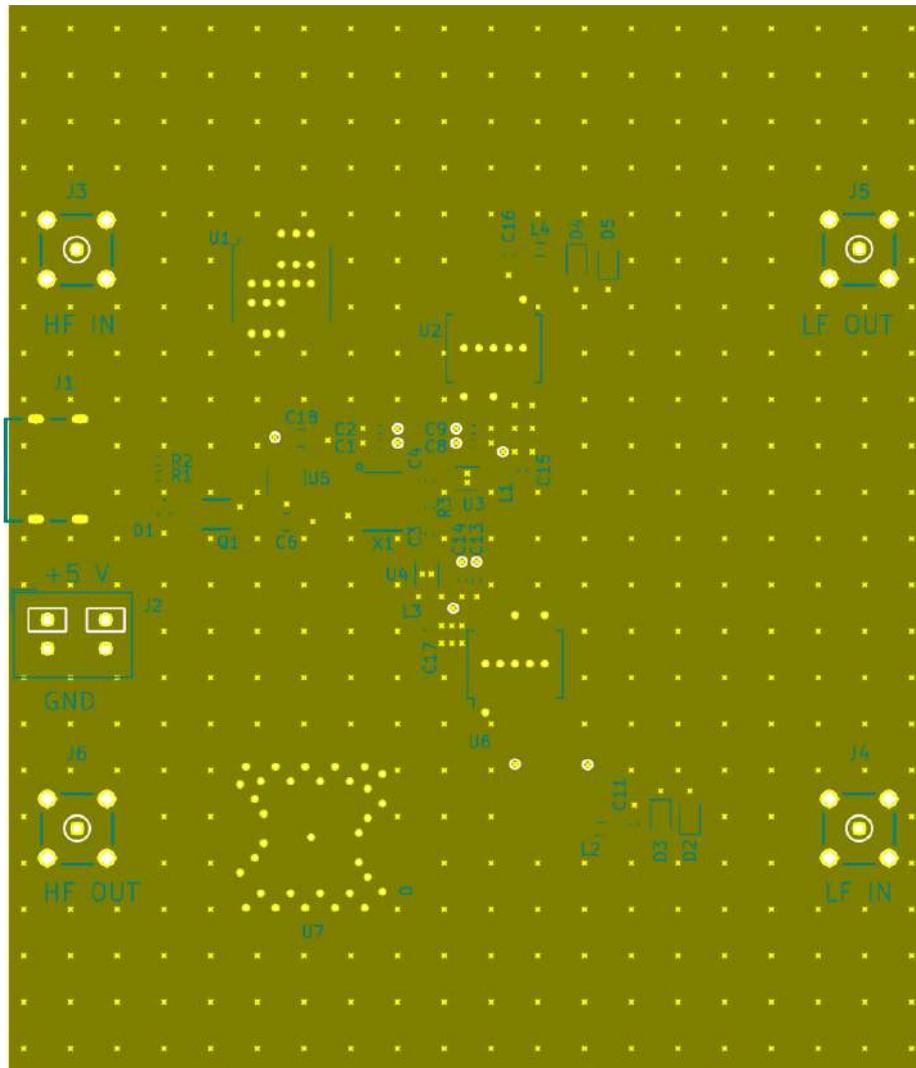


Figura 3.19: Placa de circuito impreso (capa 2, masa)

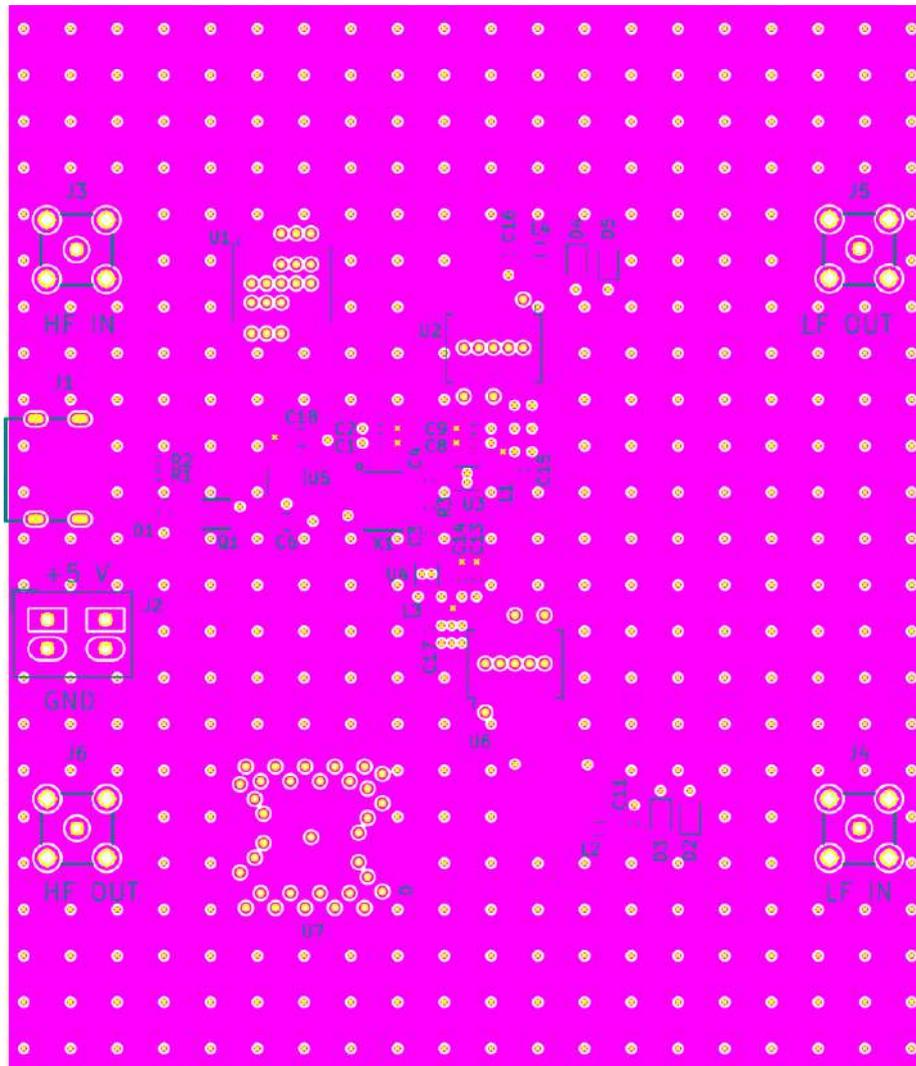


Figura 3.20: Placa de circuito impreso (capa 3, alimentación)

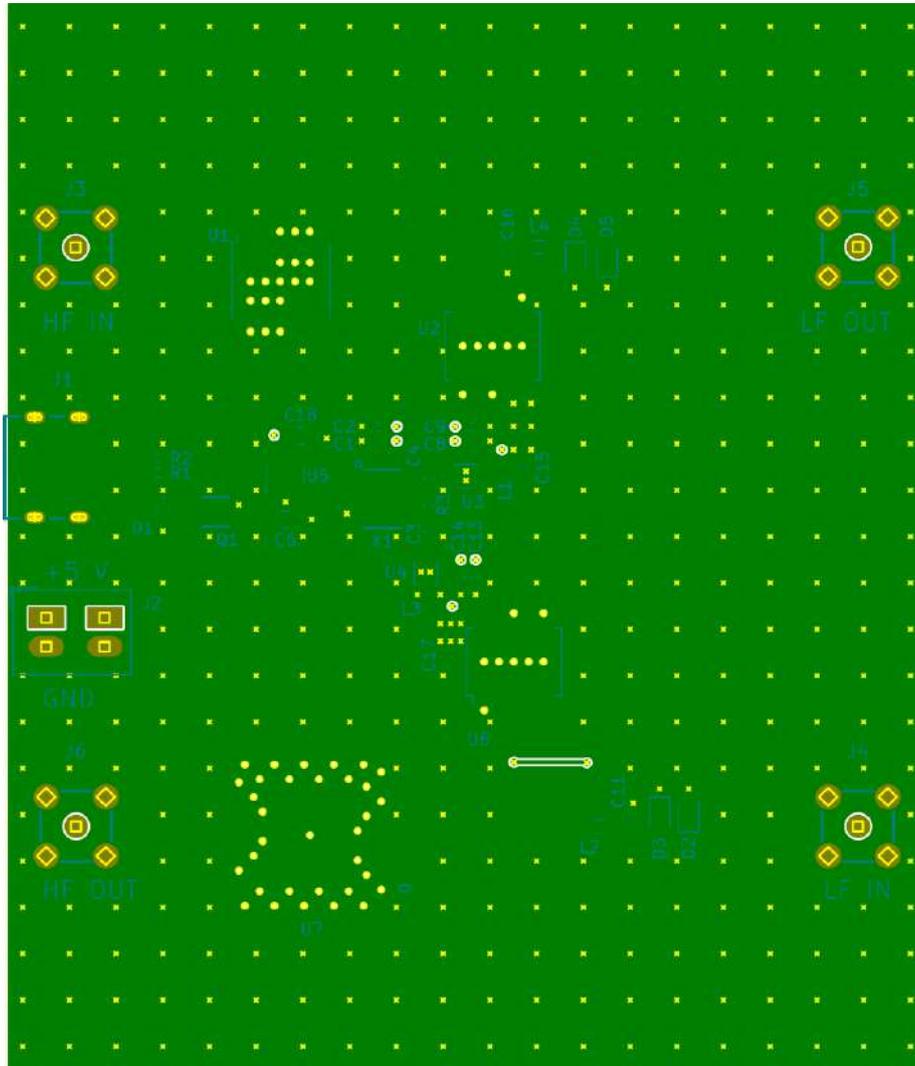


Figura 3.21: Placa de circuito impreso (capa 4, señal 2)

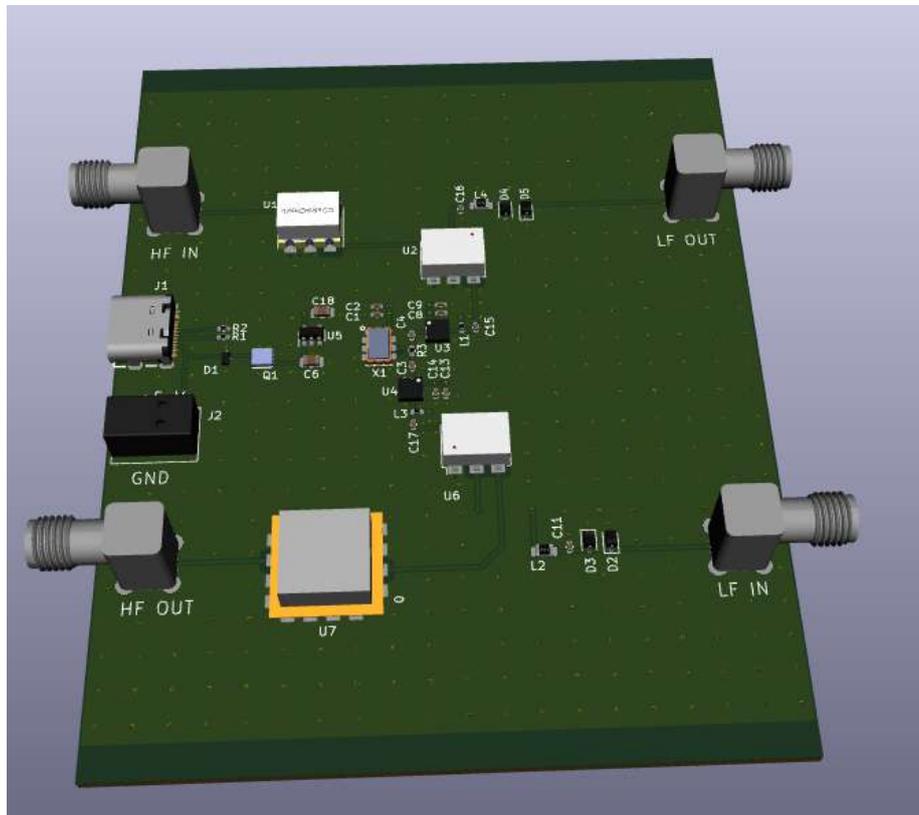


Figura 3.22: Modelo tridimensional

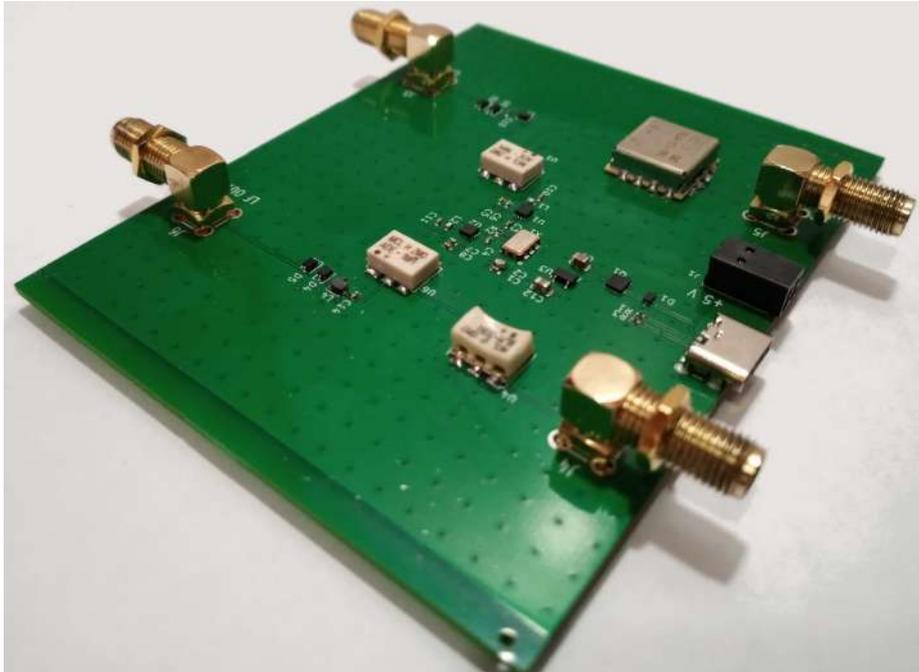


Figura 3.23: Placa de circuito impreso (implementación)



Figura 3.24: Dispositivo terminado (cara de baja frecuencia)



Figura 3.25: Dispositivo terminado (cara de alta frecuencia)



Figura 3.26: Dispositivo terminado (cara inferior)

Capítulo 4

Resultados

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta la metodología utilizada para realizar las mediciones con el fin de comprobar si el funcionamiento del equipo se corresponde con lo diseñado.

4.2 Mediciones

4.2.1 Aclaraciones generales

En todos los casos, las mediciones fueron realizadas luego de esperar $\approx 30[\text{min}]$ a que los instrumentos alcanzaran una temperatura estable, como es recomendado por sus respectivos fabricantes.

Salvo aclaración en contrario, todas las especificaciones indicadas son para un rango de temperatura estándar y luego de $\approx 30[\text{min}]$ de encendido el equipo de medición.

Siempre que uno de los dos sub-sistemas esté sin utilizar (por ejemplo, si se estuviera midiendo el up-converter y el down-converter no se utilizara), se cargaron los puertos de entrada y salida del otro sub-sistema con su impedancia característica. Esto fue hecho así para evitar reflexiones que pudieran propagarse hasta el sub-sistema bajo prueba a través del oscilador local.

4.2.2 Instrumental utilizado

Para realizar las mediciones descritas en esta sección, son necesarios diferentes elementos. Sus requerimientos generales y las características relevantes de los modelos específicos utilizados se detallan a continuación.

4.2.2.1 Generador senoidal de baja frecuencia

Este generador debe ser capaz de entregar señales senoidales de hasta $300[\text{kHz}]$ y una potencia de $10[\text{dBm}]$ sobre una carga de $50[\Omega]$ (equivalente a una amplitud de $2[V_{pp}]$).

El equipo específico utilizado fue un generador de funciones Owon AG1022^[85] configurado para señal senoidal. Este generador cuenta con dos canales (dos generadores en un mismo dispositivo).

4.2.2.2 Generador senoidal de alta frecuencia

Este generador debe ser capaz de entregar señales senoidales de $f_{OL} \pm 300[kHz] \approx 400[MHz] \pm 300[kHz]$ y una potencia de $10[dBm]$ sobre una carga de $50[\Omega]$. Además se requiere que permita modulación de AM con una señal modulante externa e índice de modulación ajustable.

El equipo específico utilizado fue un generador de señales Hewlett-Packard 8657B^[44].

4.2.2.2.1 Comprobación de la calibración de la base de tiempos Este generador tiene en su parte posterior una salida que entrega una señal de $10[MHz]$, que es la señal del oscilador de referencia de la base de tiempos, dividida en frecuencia por 5. Para que la base de tiempos se encuentre calibrada, la frecuencia de esta señal debe ser $10.000000[MHz] \pm 20[Hz]$ ^[1].

La frecuencia de esta señal fue medida con un frecuencímetro Hewlett-Packard 5301A (incluido en un "sistema de medición" Hewlett-Packard 5300B^[43]), obteniendo $10.000013[MHz] \pm 21[Hz]$ ^[42]. Por lo tanto, el generador estaba ligeramente fuera de calibración.

4.2.2.2.2 Aclaración respecto a la estabilidad en frecuencia El generador tiene una estabilidad en frecuencia de $\pm 10[ppm]$ ^[44] y el oscilador del up/down-converter de $\pm 30[ppm]$ ^[25].

Si la frecuencia de la señal de salida del generador fuera $400[MHz] \pm f_1$; $0 \leq f_1 \leq 300[kHz]$ y se ingresa al down-converter con esta señal, asumiendo que $f_{OL} = 400[MHz]$, la señal de salida es una senoidal de frecuencia f_1 .

Si el generador tuviera simplemente una diferencia de calibración entre la frecuencia a la que es ajustado y la que realmente está entregando, podría corregirse esta desviación. Pero lo que sucede es que, además de la diferencia de calibración indicada previamente, tanto la frecuencia de salida del generador como la del oscilador del up/down-converter varían de manera aleatoria con la temperatura, dentro del rango antes especificado.

Por lo tanto, al realizar mediciones en el down-converter, se ajustó el generador de manera tal de obtener **a la salida del down-converter** la frecuencia deseada. Esto es posible siempre y cuando dicha frecuencia de salida se mantenga estable durante el tiempo necesario para hacer la medición.

4.2.2.3 Osciloscopio

El osciloscopio debe tener dos canales y un ancho de banda de $300[kHz]$.

El equipo específico utilizado fue un osciloscopio Owon SDS7102^[86].

¹Ver *Adjustment 6: 50 MHz Reference Oscillator Frequency Adjustment* en Hewlett-Packard ^[44] (página 5-14) y *Service Sheet 16: Low Frequency Loop 50 MHz Reference Oscillator, Phase Lock Loop* en Hewlett-Packard ^[45].

4.2.2.3.1 Impedancia de entrada El osciloscopio tiene una impedancia de entrada de $1[M\Omega]$ ^[86], pero el up/down-converter tiene una de $50[\Omega]$ en todos sus puertos (ver tablas [3.7](#) y [3.10](#)).

Para lograr adaptación de impedancias, puede realizarse la conexión añadiendo un tee y una resistencia de terminación de $50[\Omega]$. En estas condiciones, el up/down-converter tendría conectada una impedancia de $50[\Omega] || 1[M\Omega] \approx 50[\Omega]$, y se está en condiciones de adaptación.

4.2.2.4 Analizador de espectros

Idealmente, el analizador de espectros debe tener un ancho de banda de 0 a $f_{OL} + 300[kHz] \approx 400[MHz] + 300[kHz]$ y permitir diferenciar señales separadas $1[Hz]$ o más.

El equipo específico utilizado fue un analizador de espectros GW Instek GSP-830^[52].

4.2.2.4.1 Limitaciones Este analizador de espectros tiene un ancho de banda de $9[kHz]$ a $3[GHz]$ y un RBW (Resolution BandWidth, ancho de banda de resolución) mínimo de $3[kHz]$ ^[2] lo que permite diferenciar señales separadas $\approx 5[kHz]$ o más.

Estas limitaciones causaron que se deban alterar algunas de las mediciones realizadas, en algunos casos modificándolas para poder cubrir todo el rango de frecuencias deseado y, en otros, restringiéndolo.

4.2.2.5 Voltímetro de alterna de baja frecuencia

El voltímetro de alterna debe tener un ancho de banda de $300[kHz]$.

El equipo específico utilizado fue un voltímetro de verdadero valor RMS incluido en un multímetro Hewlett-Packard 34401A^[46].

4.2.2.6 Voltímetro de continua

El voltímetro de continua debe ser capaz de medir tensiones de hasta $5[V]$ (la tensión de alimentación del up/down-converter).

El equipo específico utilizado fue un voltímetro de continua incluido en un multímetro Hewlett-Packard 34401A^[46].

4.2.2.7 Frecuencímetro de baja frecuencia

El frecuencímetro debe tener un ancho de banda de $300[kHz]$.

El equipo específico utilizado fue un frecuencímetro incluido en un multímetro Hewlett-Packard 34401A^[46].

4.2.2.8 Acoplador

El acoplador fue usado para poder medir con el analizador de espectros la señal de un dispositivo con salida de $50[\Omega]$ conectado a otro dispositivo con

²Este ancho de banda es el del filtro de IF del analizador.

entrada de $50[\Omega]$, manteniendo condiciones de adaptación³.

Por lo tanto, el único requerimiento es que el acoplador tenga un ancho de banda de $f_{OL} \pm 300[kHz] \approx 400[MHz] \pm 300[kHz]$.

El equipo específico utilizado fue un acoplador direccional dual Hewlett-Packard 778D⁴⁷.

4.2.2.9 Combinador

El combinador fue usado para sumar las señales senoidales de dos generadores de baja frecuencia, para realizar las mediciones de distorsión por intermodulación. El único requerimiento es que el combinador tenga un ancho de banda de $300[kHz]$.

En general, para este objetivo puede usarse un acoplador como el mencionado en 4.2.2.8, pero en este caso no es posible por la frecuencia de trabajo utilizada⁴. En cambio, ya que la pérdida de potencia no es un limitante y la frecuencia de trabajo es reducida, se construyó un simple combinador resistivo en Δ .

El diagrama circuital del combinador utilizado se muestra en la figura 4.1. Este tipo de combinador tiene una pérdida de $3[dB]$, es decir que la potencia de salida es $P_{out} = P_{in1} + P_{in2} - 3[dB]$ ⁴⁸.

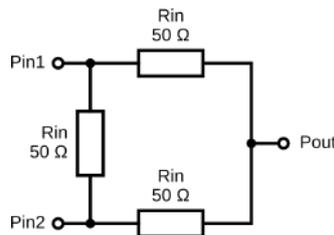


Figura 4.1: Combinador resistivo en Δ

4.2.3 Up-converter

4.2.3.1 Ganancia

En este caso no es posible hallar $G(f)$ para todas las frecuencias de interés por limitaciones en el ancho de banda de resolución del analizador de espectros. Por lo tanto, se reemplaza esta medición por una de la ganancia del up-converter en serie con el down-converter.

El banco de medición se muestra en las figuras 4.2 y 4.3.

³Si simplemente se utilizara un tee, como el analizador también tiene una impedancia de entrada de $50[\Omega]$, cada uno de los tres dispositivos tendría en su puerto una impedancia de $50/3[\Omega]$, causando pérdida de potencia y reflexiones.

⁴El acoplador Hewlett-Packard 778D tiene una frecuencia inferior de trabajo de $100[MHz]$. Puede ser usado por debajo de esta frecuencia, siempre que se disponga de potencia suficiente, ya que su factor de acoplamiento crece a una tasa de $6[dB/octava]$ ⁴⁷. Esto lo vuelve imposible de usar en esta aplicación, ya que implicaría un factor de acoplamiento de $74[dB]$ ($54[dB]$) por encima de su valor nominal para una frecuencia de $\approx 200[kHz]$.

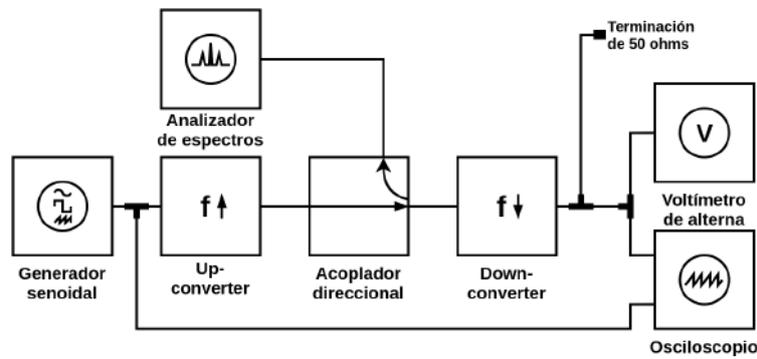


Figura 4.2: Banco de medición para la ganancia del up-converter en serie con el down-converter



Figura 4.3: Banco de medición para la ganancia del up-converter en serie con el down-converter (implementación)

El procedimiento realizado fue el siguiente:

1. Se ajustó el generador para señal senoidal de frecuencia f_{in} con valor medio cero y una potencia de salida $P_{in}[dBm]$ tal que no se estuviera en condiciones de compresión⁵.
2. Se capturaron los datos mostrados por el analizador de espectros, el voltímetro de alterna y el osciloscopio.
3. El proceso se repitió para diferentes frecuencias de interés.

4.2.3.2 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden

El parámetro que se desea obtener es el punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 .

⁵Para que esto ocurra, la salida del up-converter en el analizador de espectros debe presentar tres tonos principales: una portadora de $f_{OL} \approx 400[MHz]$ y dos tonos en $f_{OL} \pm f_{in}$; las armónicas ubicadas en $f_{OL} \pm (n+1)f_{in}; n \in \mathbb{N}$ deben tener una potencia al menos $20[dB]$ menor que cualquiera de los tres tonos principales. Además, la salida del down-converter en el osciloscopio utilizando la función de FFT debe presentar un tono principal en f_{in} ; las armónicas ubicadas en $(n+1)f_{in}; n \in \mathbb{N}$ deben tener una potencia al menos $20[dB]$ menor que el tono principal.

El banco de medición se muestra en las figuras 4.4 y 4.5.

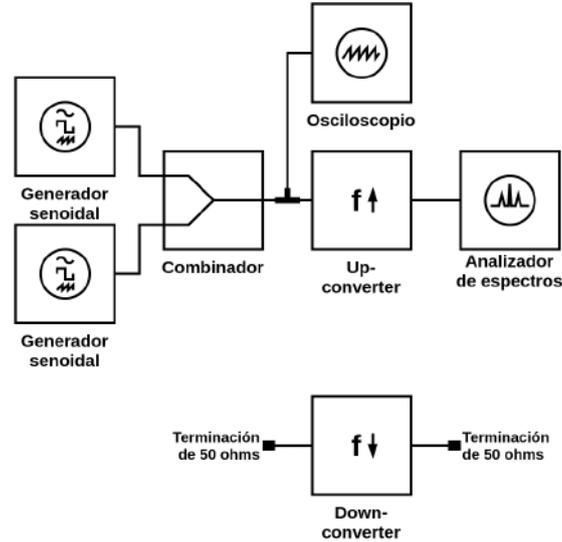


Figura 4.4: Banco de medición para distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-converter

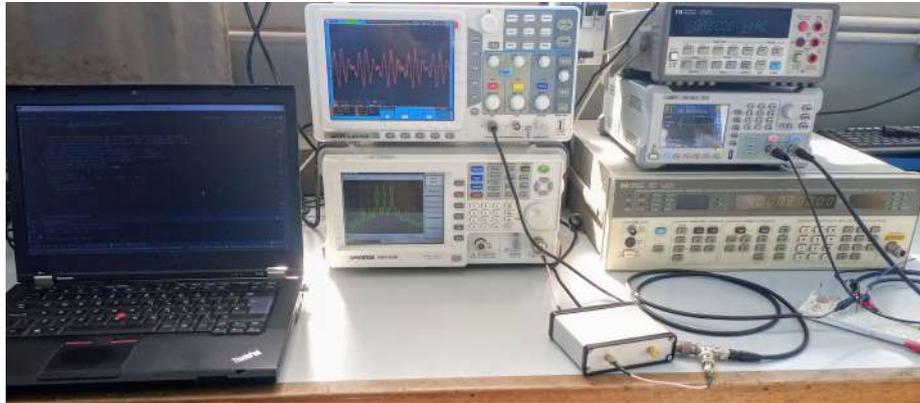


Figura 4.5: Banco de medición para distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-converter (implementación)

El procedimiento realizado fue el siguiente:

1. Se ajustaron los generadores para señales senoidales de frecuencias $f_{in_1} = 48[kHz]$ y $f_{in_2} = 64[kHz]$ con valor medio cero y una potencia de salida $P_{in_1}[dBm] = P_{in_2}[dBm]$ tal que no se estuviera en condiciones de compresión⁶.

⁶Para que esto ocurra, la salida en el analizador de espectros debe presentar cinco tonos

2. Se capturaron los datos mostrados por el osciloscopio y el analizador de espectros.
3. Se aumentó la potencia de entrada en $5[dB]$ y se volvieron a capturar los datos como en el paso anterior.
4. Se repitió el paso anterior hasta alcanzar un valor de P_{in} en el que hubiera compresión de la ganancia.

4.2.3.3 Compresión de la ganancia

El parámetro que se desea obtener es el punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la entrada) IP_{1dB} .

El banco de medición se muestra en las figuras [4.6](#) y [4.7](#).

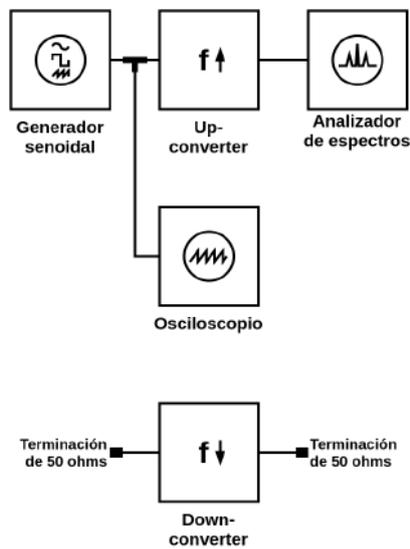


Figura 4.6: Banco de medición para compresión de la ganancia up-converter

principales: una portadora de $f_{OL} \approx 400[MHz]$ y cuatro tonos en $f_{OL} \pm f_{in_1} \pm f_{in_2}$; las armónicas ubicadas en $f_{OL} \pm (m+1)f_{in_1} \pm (n+1)f_{in_2}$; $m, n \in \mathbb{N}^0$, $(m, n) \neq (0, 0)$ deben tener una potencia al menos $20[dB]$ menor que cualquiera de los cinco tonos principales (esto es simplemente una extensión de lo mencionado en la nota al pie en [4.2.3.1](#)).



Figura 4.7: Banco de medición para compresión de la ganancia up-converter (implementación)

El procedimiento realizado fue el siguiente:

1. Se ajustó el generador para señal senoidal de frecuencia f_{in} con valor medio cero y una potencia de salida $P_{in}[dBm]$ tal que no se estuviera en condiciones de compresión (ver nota al pie en [4.2.3.1](#)).
2. Se capturaron los datos mostrados por el analizador de espectros.
3. Se aumentó la potencia de entrada en $5[dB]$ y se volvieron a capturar los datos como en el paso anterior.
4. Se repitió el paso anterior hasta alcanzar un valor de P_{in} en el que hubiera compresión de la ganancia.
5. El proceso se repitió para diferentes frecuencias dentro del ancho de banda del sistema.

4.2.4 Down-converter

4.2.4.1 Magnitud de la ganancia

La primer medición del down-converter a analizar es la magnitud de la ganancia $|G(f)|[dB]$, la cual se obtuvo con el banco de medición de las figuras [4.8](#) y [4.9](#).

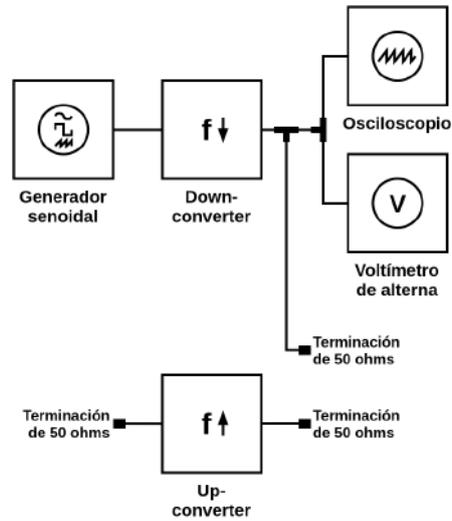


Figura 4.8: Banco de medición para magnitud de la ganancia down-converter



Figura 4.9: Banco de medición para magnitud de la ganancia down-converter (implementación)

El procedimiento realizado fue el siguiente:

1. Se ajustó el generador para señal senoidal de frecuencia f_{in} tal que la frecuencia de salida $f_{out} = f_{in} - f_{OL} \approx f_{in} - 400[MHz]$ fuera la deseada, con valor medio cero y una potencia de salida $P_{in}[dBm]$ tal que no se estuviera en condiciones de compresión⁷.
2. Se capturaron los datos mostrados por el osciloscopio y el voltímetro de alterna.
3. El proceso se repitió para diferentes frecuencias de interés.

⁷Para que esto ocurra, la salida en el osciloscopio utilizando la función de FFT debe presentar un tono fundamental en f_{out} ; las armónicas ubicadas en $(n + 1)f_{out}$; $n \in \mathbb{N}$ deben tener una potencia al menos $20[dB]$ menor que el tono fundamental.

4.2.4.2 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden

El parámetro que se desea obtener es el punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3 .

El banco de medición se muestra en las figuras 4.10 y 4.11⁸.

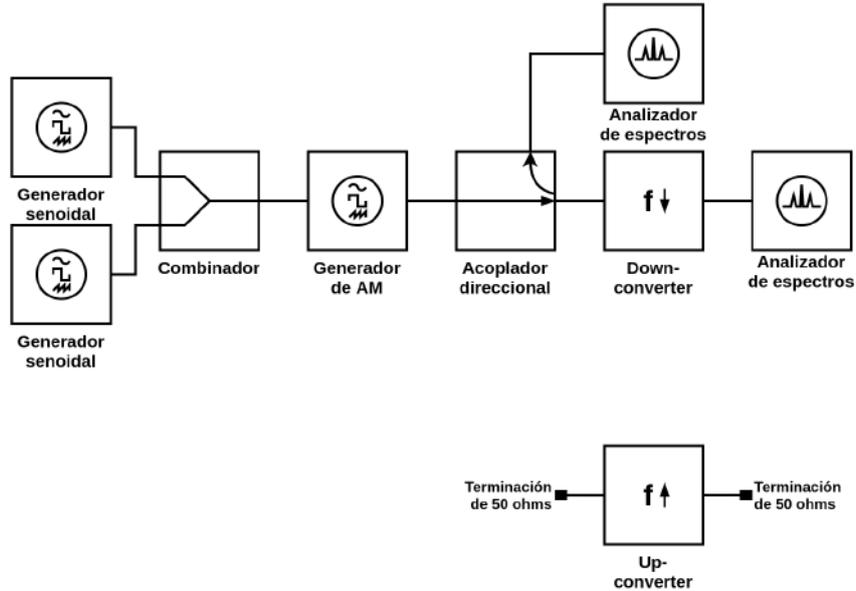


Figura 4.10: Banco de medición para distorsión por productos de intermodulación de tercer orden down-converter

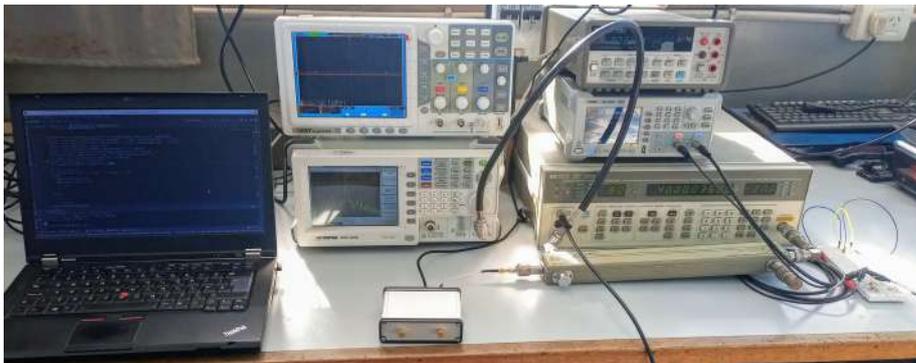


Figura 4.11: Banco de medición para distorsión por productos de intermodulación de tercer orden down-converter (implementación)

El procedimiento realizado fue el siguiente:

⁸Al no disponer de dos analizadores de espectros, se utilizó uno solo, conectado alternativamente en cada posición, y una resistencia de terminación en la otra posición.

1. Se ajustaron los generadores de baja frecuencia para señales senoidales de frecuencias $f_{in_1} = 48[kHz]$ y $f_{in_2} = 64[kHz]$ con valor medio cero y una potencia de salida $P_{in_1}[dBm] = P_{in_2}[dBm]$ tal que la amplitud de la señal de entrada al generador de AM no superara su máximo valor admisible.
2. Se ajustó el generador de AM para una frecuencia de portadora de $f_{OL} \approx 400[MHz]$ y un índice de modulación (menor al 100% para evitar inversiones de fase en la señal modulada) y potencia de salida tal que no se estuviera en condiciones de compresión⁹.
3. Se capturaron los datos mostrados por el analizador de espectros en ambas posiciones.
4. Se aumentó la potencia de entrada en $5[dB]$ y se volvieron a capturar los datos como en el paso anterior.
5. Se repitió el paso anterior hasta alcanzar un valor de P_{in} en el que hubiera distorsión por intermodulación.

4.2.4.3 Compresión de la ganancia

El parámetro que se desea obtener es el punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) OP_{1dB} .

El banco de medición es idéntico al utilizado para medir la magnitud de la ganancia del down-converter (ver 4.2.4.1)

El procedimiento realizado fue el siguiente:

1. Se ajustó el generador para señal senoidal de frecuencia f_{in} y una potencia de salida $P_{in}[dBm]$ tal que no se estuviera en condiciones de compresión (ver nota al pie en 4.2.4.1).
2. Se capturaron los datos mostrados por el osciloscopio y el voltímetro de alterna.
3. Se aumentó la potencia de entrada en $5[dB]$ y se volvieron a capturar los datos como en el paso anterior.
4. Se repitió el paso anterior hasta alcanzar un valor de P_{in} en el que hubiera compresión de la ganancia.
5. El proceso se repitió para diferentes frecuencias dentro del ancho de banda del sistema.

4.3 Procesamiento de datos

4.3.1 Up-converter

4.3.1.1 Magnitud de la ganancia

Con la información obtenida en 4.2.3.1 se realizó el siguiente proceso:

⁹Para que esto ocurra, la entrada y salida al down-converter en el analizador de espectros deben presentar dos tonos fundamentales en f_{in_1} y f_{in_2} ; las armónicas ubicadas en $(m+1)f_{in_1} + (n+1)f_{in_2}$; $m, n \in \mathbb{N}^0$, $(m, n) \neq (0, 0)$ deben tener una potencia al menos $20[dB]$ menor que cualquiera de los dos tonos fundamentales (esto es simplemente una extensión de lo mencionado en la nota al pie en 4.2.4.1).

1. Se realizó un gráfico con las señales de entrada al up-converter y de salida del down-converter capturadas por el osciloscopio (un par de estas señales se muestran en la figura 4.12).

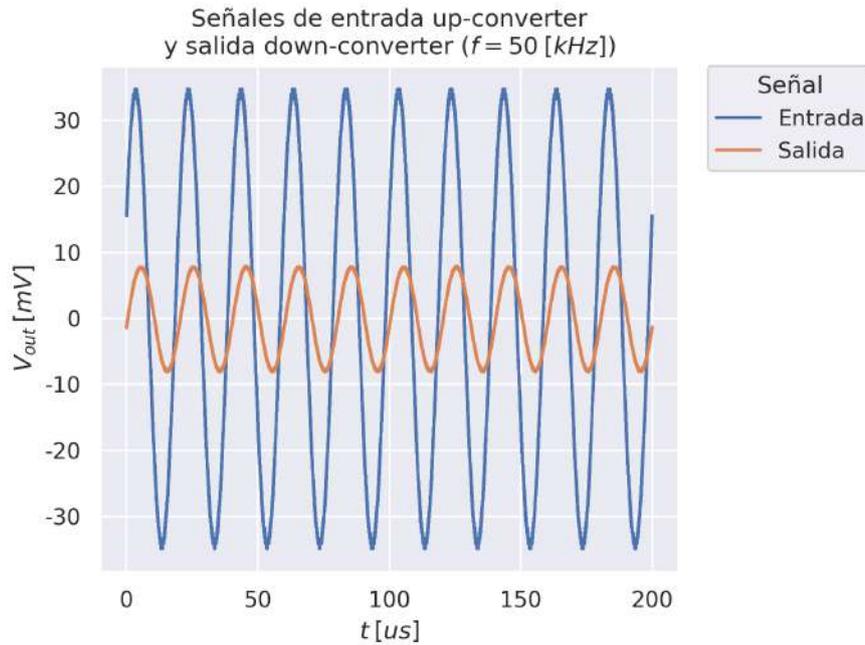


Figura 4.12: Ganancia up-converter en serie con down-converter: señales de entrada al up-converter y de salida del down-converter capturadas por el osciloscopio

2. Se realizó un gráfico con el espectro de entrada al down-converter capturado por el analizador de espectros (uno de estos gráficos se muestra en la figura 4.13¹⁰). En esta figura puede notarse que no son visibles armónicas, por lo tanto se comprueba que no se está en condiciones de compresión.

¹⁰El espectro de este gráfico fue corregido para mostrar la potencia de entrada al down-converter, y no la potencia de salida del puerto de onda reflejada del acoplador direccional (es decir, se le sumó al espectro el factor de acoplamiento del acoplador).

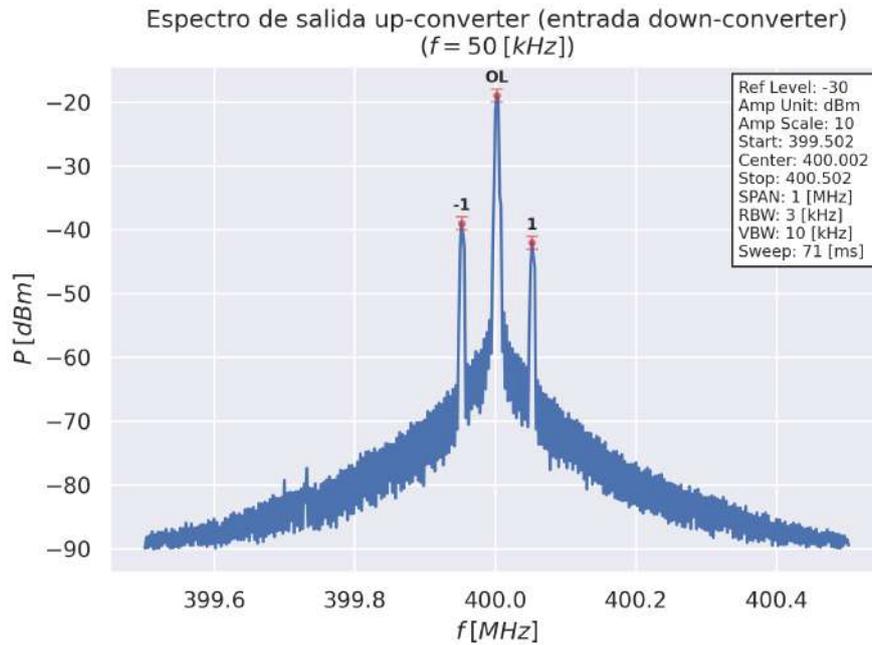


Figura 4.13: Ganancia up-converter en serie con down-converter: espectro de entrada al down-converter capturado por el analizador de espectros

- Con el valor de amplitud pico a pico de la señal de entrada, se calculó su valor RMS (Root Mean Square, valor cuadrático medio), teniendo en cuenta que se trata de una señal senoidal:

$$V_{RMS} = \frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}} \quad (4.1)$$

donde: V_{RMS} : tensión RMS de una señal senoidal [V_{RMS}]
 V_{pp} : tensión pico a pico de una señal senoidal [V_{pp}]

Y luego su potencia media:

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R} \quad (4.2)$$

donde: P : potencia media [W]
 V_{RMS} : tensión RMS [V_{RMS}]
 R : resistencia de carga [Ω]

Finalmente, esta potencia se convirtió de W a dBm .

- Se utilizaron los valores de tensión RMS medidos con el voltímetro para calcular la potencia de salida en dBm .

5. Con las potencias de entrada y salida se obtuvo la magnitud de la ganancia del up-convertor en serie con el down-convertor¹¹

$$G = P_{out} - P_{in} \quad (4.3)$$

donde: G : ganancia de potencia [dB]
 P_{out} : potencia de salida [dBm]
 P_{in} : potencia de entrada [dBm]

6. Se repitieron los pasos anteriores para todas las frecuencias capturadas.
 7. Se graficó la magnitud de la ganancia, la cual se muestra en la figura 4.14.

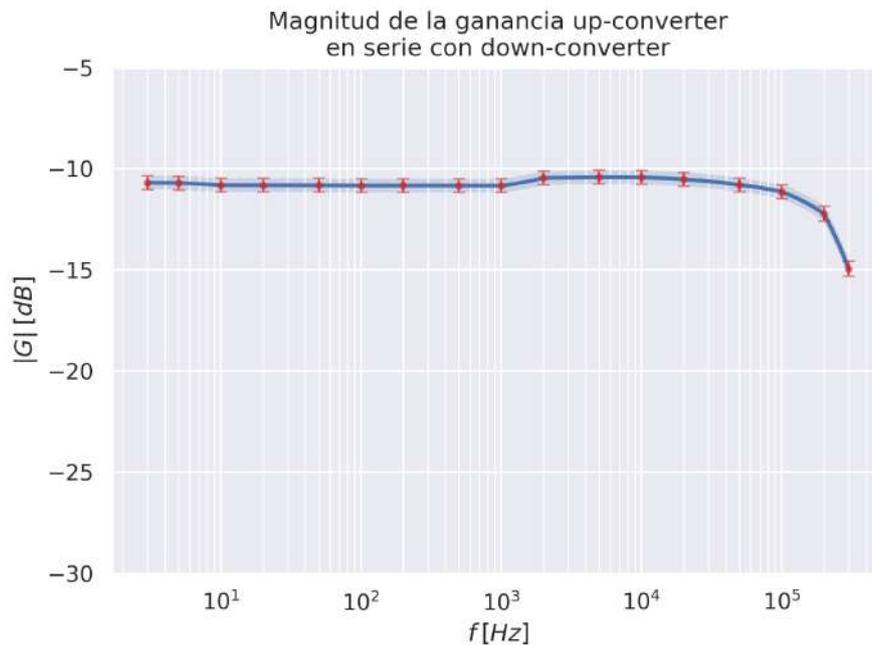


Figura 4.14: Magnitud de la ganancia up-convertor en serie con down-convertor

4.3.1.2 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden

Con la información obtenida en 4.2.3.2 se realizó el siguiente proceso:

1. Se realizó un gráfico con las señales de entrada al up-convertor capturadas por el osciloscopio (una de estas señales se muestra en la figura 4.15).

¹¹Esta ganancia también incluye la ganancia del acoplador direccional.

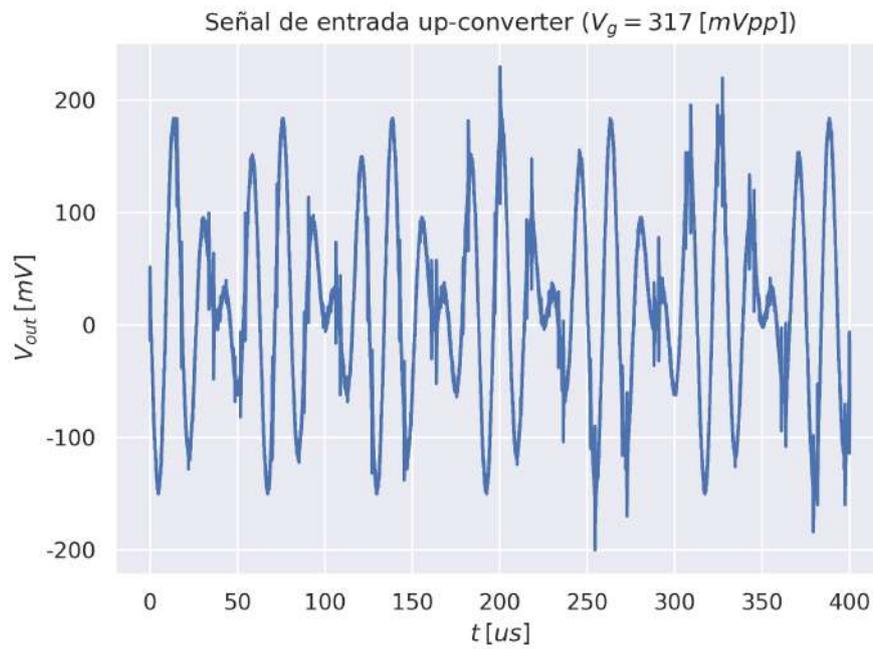


Figura 4.15: Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-converter: señal de entrada al up-converter capturada por el osciloscopio

2. Se calculó la FFT de la señal de entrada capturada por el osciloscopio, y se convirtieron a potencias en dBm los valores de tensión en V . Uno de estos espectros de potencia de entrada se muestra en la figura [4.16](#).

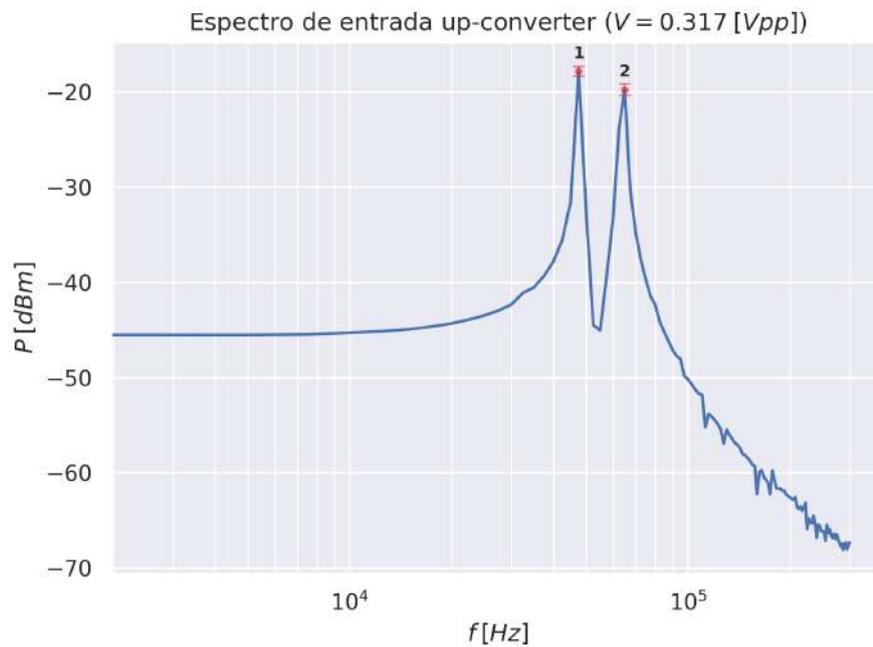


Figura 4.16: Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-converter: espectro de entrada al up-converter

En esta figura puede notarse que no son visibles productos de intermodulación, por lo tanto se comprueba que el conjunto generadores y combinador no está en condiciones de compresión.

3. Utilizando el espectro de entrada se obtuvo la potencia de entrada, como la suma de las potencias individuales de cada tono (en W).
4. Se realizó un gráfico con el espectro de salida del up-converter capturado por el analizador de espectros. Uno de estos gráficos se muestra en la figura [4.17](#).

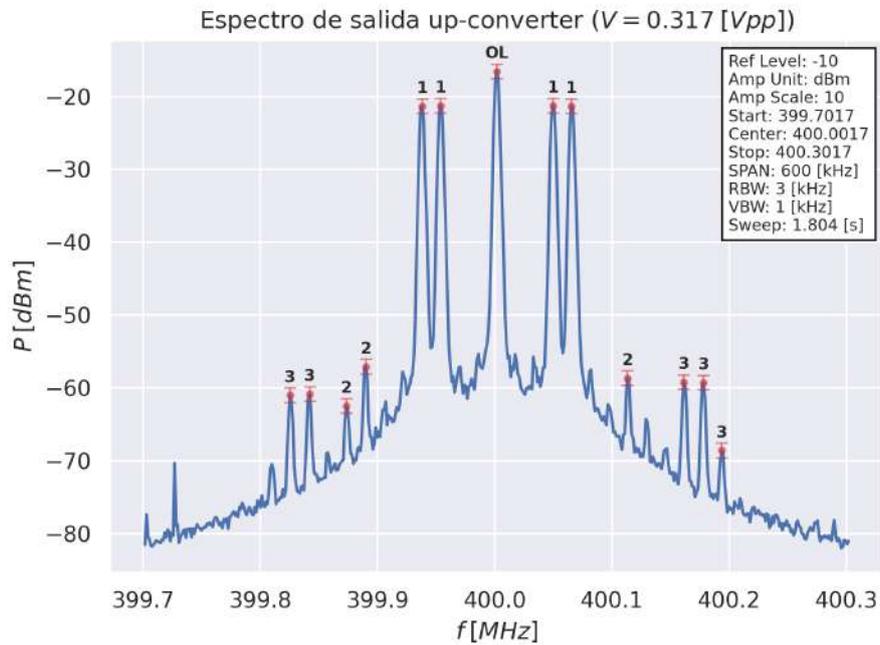


Figura 4.17: Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-converter: espectro de salida del up-converter

En este último gráfico puede apreciarse la existencia de productos de intermodulación, generados en el up-converter.

5. Con el espectro de salida se calcularon las potencias de salida para productos de intermodulación de primer orden (frecuencias fundamentales) y de tercer orden.
6. Con los pares de potencias de entrada y potencias de salida para componentes fundamentales y productos de intermodulación de tercer orden, se realizó un gráfico de potencia de entrada vs potencia de salida. Para potencias de entrada pequeñas, las ganancias son rectas, ya que no hay compresión de la ganancia apreciable. A medida que la potencia de entrada aumenta, las ganancias comienzan a presentar compresión.
7. Con la parte lineal de ambas ganancias se realizó una regresión lineal, y se halló el punto de intercepción de ambas rectas de regresión. Este punto es el punto de intercepción de tercer orden IP_3 .

El gráfico completo se muestra en la figura [4.18](#).

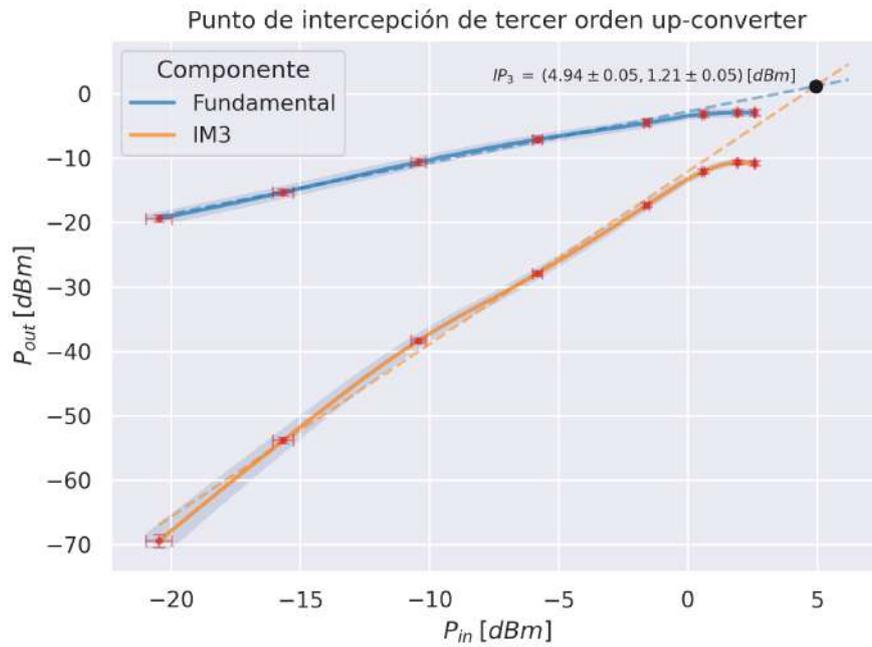


Figura 4.18: Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden up-converter: punto de intersección de tercer orden IP_3

4.3.1.3 Compresión de la ganancia

Con la información obtenida en [4.2.3.3](#) se realizó el siguiente proceso:

1. Con los valores de amplitud pico a pico de la señal de entrada se calculó la potencia de entrada en dBm (ver [4.3.1.1](#)).
2. Se realizó un gráfico con el espectro de salida del up-converter capturado por el analizador de espectros (uno de estos gráficos se muestra en la figura [4.19](#)).

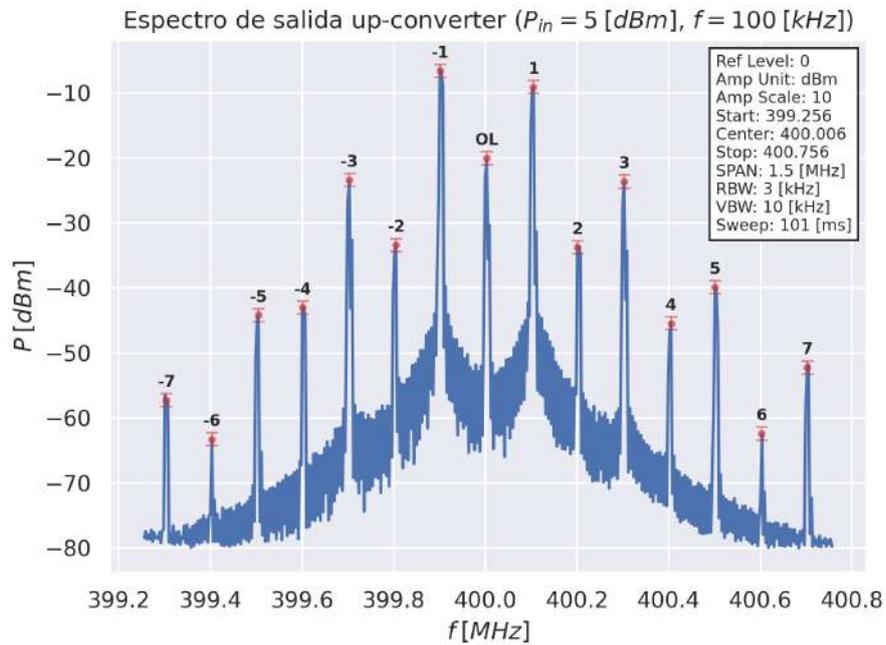


Figura 4.19: Compresión de la ganancia up-converter: espectro de salida del up-converter

En este último gráfico puede apreciarse la existencia de armónicas, generadas en el up-converter.

- Utilizando el espectro de salida se obtuvo la potencia de salida, como la suma de las potencias individuales de cada tono (en W), excluyendo el oscilador local.
- Con los pares de potencias obtenidos, se realizó un gráfico de potencia de entrada vs potencia de salida.

Para potencias de entrada pequeñas, la ganancia es una recta, ya que no hay compresión de la ganancia apreciable. A medida que la potencia de entrada aumenta, la ganancia comienza a presentar compresión.

- Con la parte lineal de la ganancia se realizó una regresión lineal, y se halló el punto en el que la recta de regresión y la curva medida difieren en $1 [dB]$. Este punto es el punto de compresión de $1 [dB]$ P_{1dB} . Uno de los gráficos obtenidos se muestra en la figura [4.20](#).

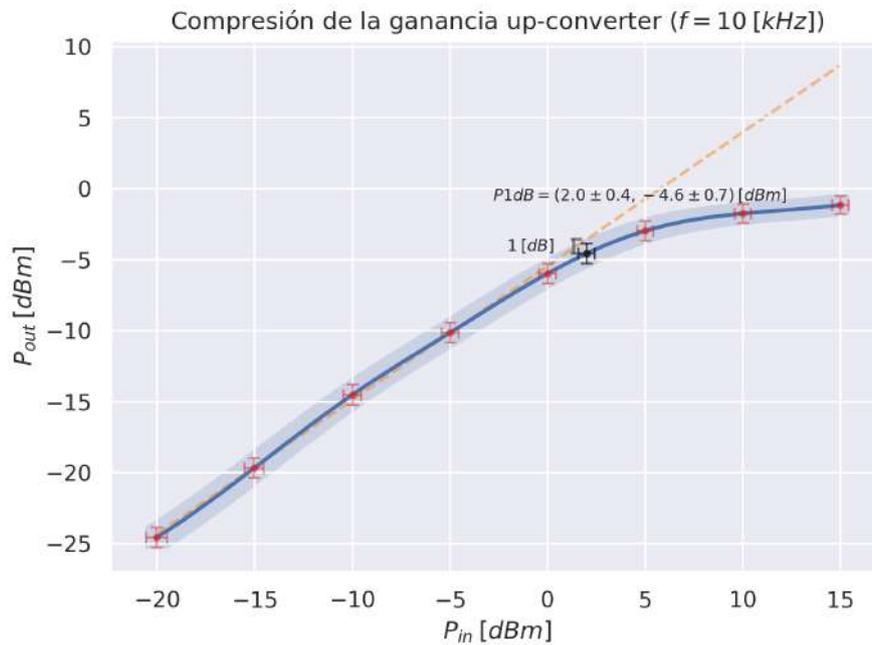


Figura 4.20: Compresión de la ganancia up-converter: punto de compresión de 1[dB] P_{1dB} ($f = 10$ [kHz])

4.3.2 Down-converter

4.3.2.1 Magnitud de la ganancia

Con la información obtenida en [4.2.4.1](#) se realizó el siguiente proceso:

1. Se utilizaron los valores de tensión RMS medidos con el voltímetro para calcular la potencia de salida en dBm .
2. Con las potencias de entrada y salida se obtuvo la magnitud de la ganancia del down-converter (ver ecuación [4.3](#)).
3. Se repitieron los pasos anteriores para todas las frecuencias capturadas.
4. Se graficó la magnitud de la ganancia, la cual se muestra en la figura [4.21](#).

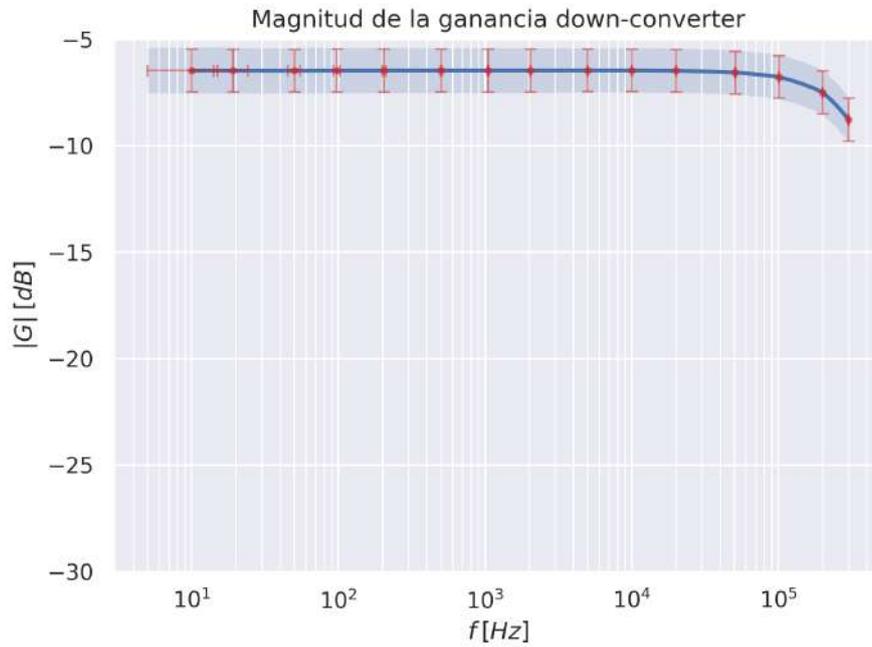


Figura 4.21: Magnitud de la ganancia down-converter

4.3.2.2 Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden

Con la información obtenida en [4.2.4.2](#) se realizó, inicialmente, un gráfico con el espectro de entrada al down-converter capturado por el analizador de espectros (uno de estos gráficos se muestra en la figura [4.22](#)¹²).

¹²El espectro de este gráfico fue corregido para mostrar la potencia de entrada al down-converter, y no la potencia de salida del puerto de onda reflejada del acoplador direccional (es decir, se le sumó al espectro el factor de acoplamiento del acoplador).

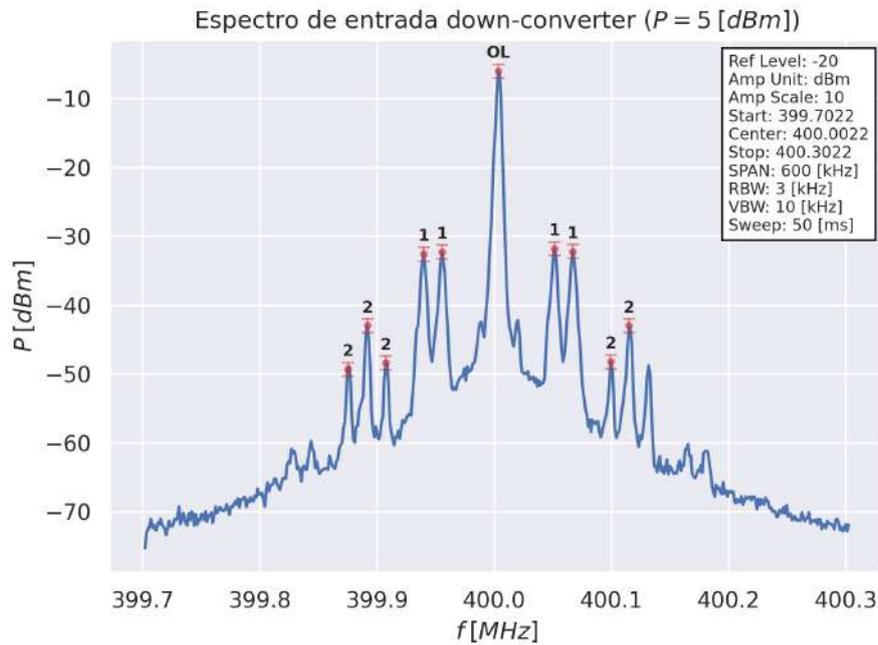


Figura 4.22: Distorsión por productos de intermodulación de tercer orden down-converter: espectro de entrada al down-converter

En esta figura puede notarse que son visibles productos de intermodulación de potencia apreciable, por lo tanto se comprueba que el conjunto generadores de baja frecuencia, combinador y generador de alta frecuencia está en condiciones de compresión.

Como la señal de entrada al down-converter comienza a mostrar productos de intermodulación considerable para un nivel de potencia reducido¹³, no pueden obtenerse suficientes puntos para realizar el análisis correspondiente. Una forma de subsanar este hecho y poder hacer la medición sería utilizar el generador de AM para una baja potencia de salida, y conectar un amplificador a su salida que produzca productos de intermodulación reducidos.

4.3.2.3 Compresión de la ganancia

Con la información obtenida en 4.2.4.3 se realizó el siguiente proceso:

1. Se realizó un gráfico con las señales de salida del down-converter capturadas por el osciloscopio (una de estas señales se muestra en la figura 4.23).

¹³Estos productos de intermodulación son producidos en el generador de AM.

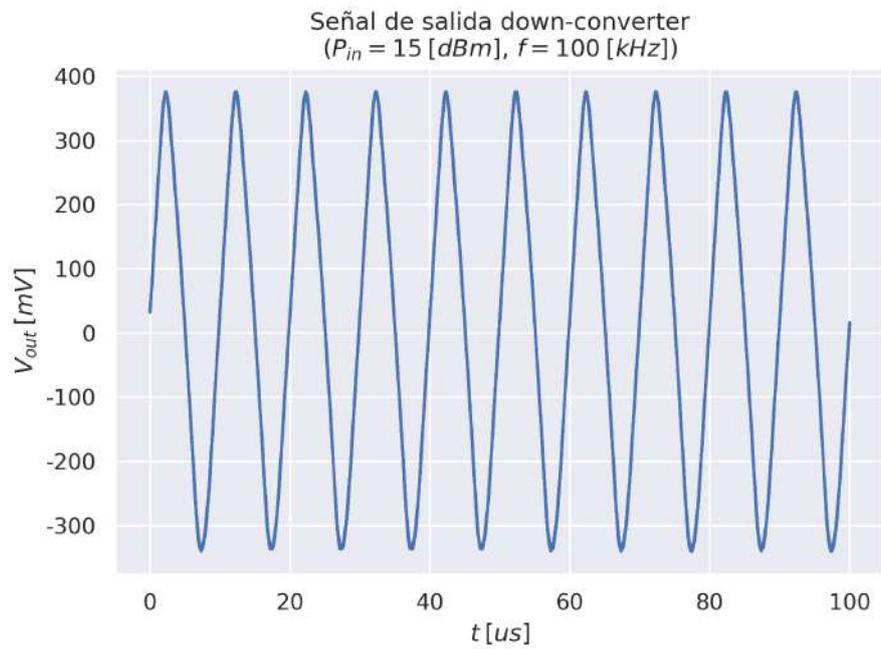


Figura 4.23: Compresión de la ganancia down-converter: señal de salida del down-converter capturada por el osciloscopio

2. Se calculó la FFT de la señal de salida capturada por el osciloscopio. Uno de estos espectros de potencia de salida se muestra en la figura [4.24](#).

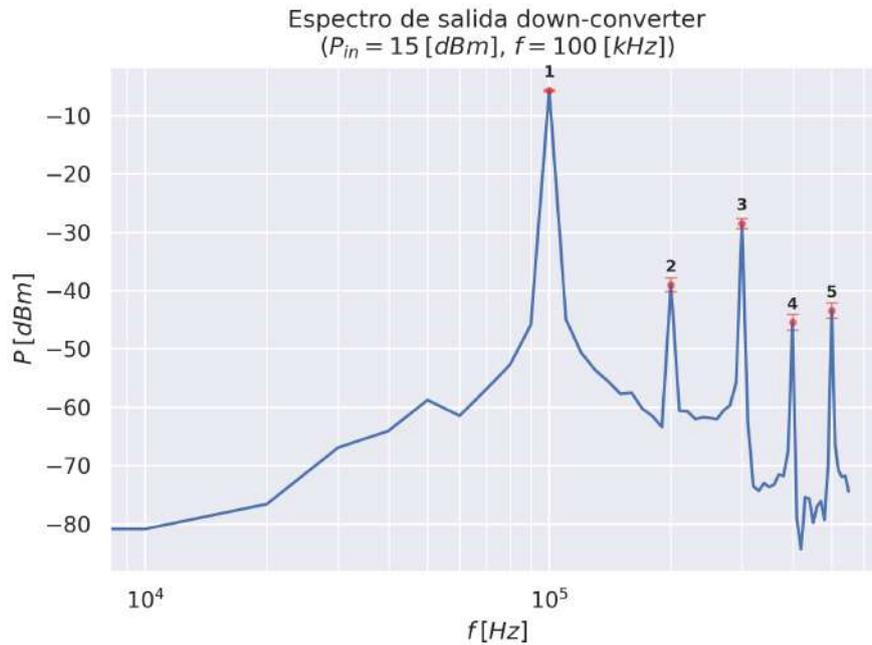


Figura 4.24: Compresión de la ganancia down-converter: espectro de salida del down-converter

En las últimas dos figuras puede comprobarse que la señal no es un tono senoidal puro, sino que posee armónicas de la frecuencia fundamental y su forma está distorsionada. Por lo tanto, se comprueba que el down-converter está en condiciones de compresión.

3. Se utilizaron los valores de tensión RMS del voltímetro de alterna para calcular la potencia de la señal de salida (ver ecuación 4.2). Esta potencia se convirtió de W a dBm .
4. Con los pares de potencias obtenidos, se realizó un gráfico de potencia de entrada vs potencia de salida.
Para potencias de entrada pequeñas, la ganancia es una recta, ya que no hay compresión de la ganancia apreciable. A medida que la potencia de entrada aumenta, la ganancia comienza a presentar compresión.
5. Con la parte lineal de la ganancia se realizó una regresión lineal, y se halló el punto en el que la recta de regresión y la curva medida difieren en $1[dB]$. Este punto es el punto de compresión de $1[dB]$ P_{1dB} . Uno de los gráficos obtenidos se muestra en la figura 4.25

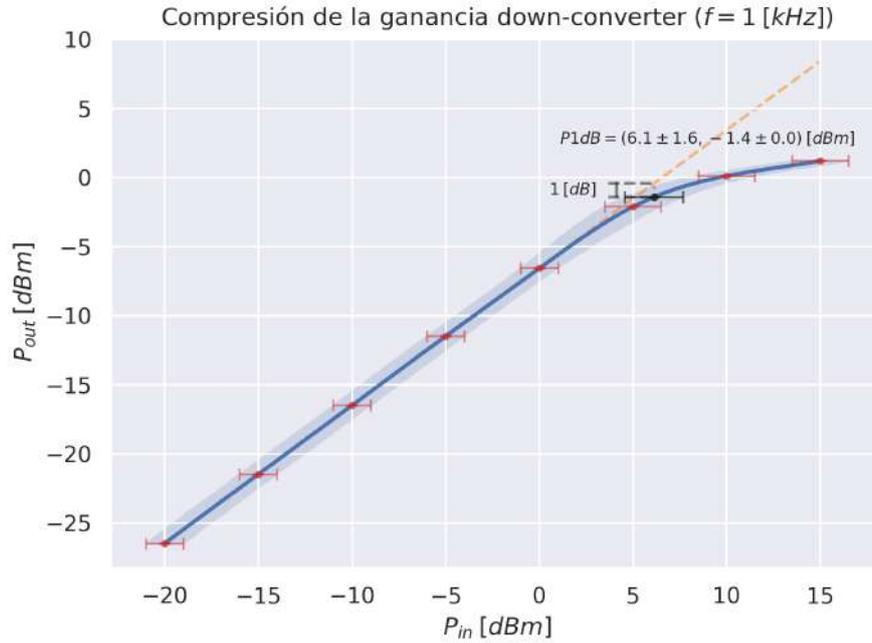


Figura 4.25: Compresión de la ganancia down-converter: punto de compresión de 1[dB] P_{1dB} ($f = 1$ [kHz])

4.3.3 Magnitud de la ganancia up-converter

Con la magnitud de la ganancia del up-converter en serie con el down-converter y la magnitud de la ganancia del down-converter, obtenidas en [4.3.1.1](#) y [4.3.2.1](#), puede hallarse la magnitud de la ganancia del up-converter de la siguiente forma¹⁴:

$$G_{uc} = G_{uc+dc} - IL_{ad} - G_{dc} \quad (4.4)$$

donde: G_{uc} : ganancia de potencia del up-converter [dB]
 G_{uc+dc} : ganancia de potencia del up-converter en serie con el down-converter [dB]
 IL_{ad} : pérdida de inserción del acoplador direccional [dB]
 G_{dc} : ganancia de potencia del down-converter [dB]

El resultado de esta operación se muestra en la figura [4.26](#).

¹⁴Aquí se usa el hecho de que ambas mediciones fueron tomadas en la zona lineal del up-converter y del down-converter (esto puede comprobarse comparando las potencias utilizadas con los gráficos de ganancia de ambos) y, por lo tanto, $G_{uc+dc} = G_{uc} + G_{dc}$ [dB].

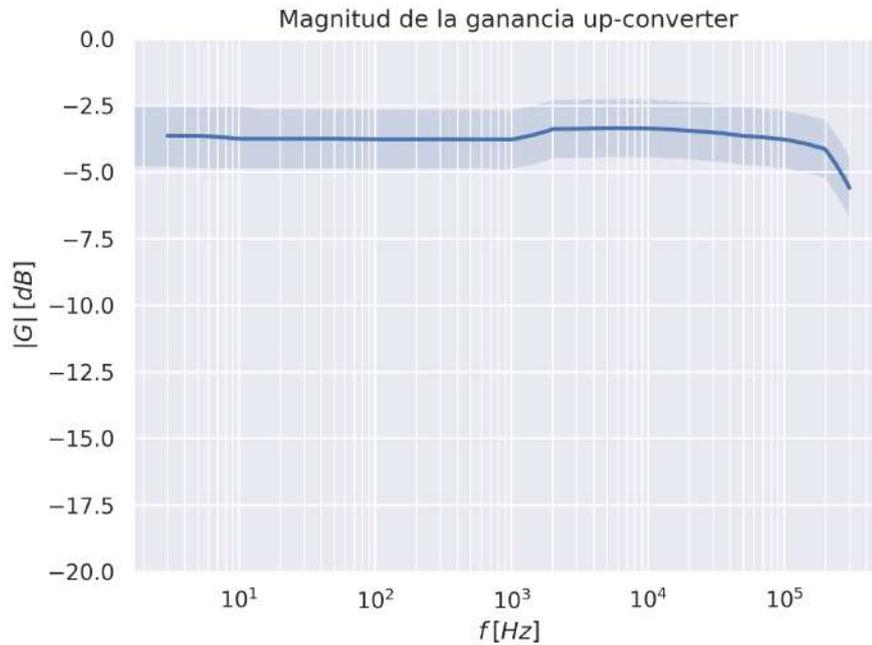


Figura 4.26: Magnitud de la ganancia up-converter

4.3.4 Conclusiones

4.3.4.1 Up-converter

En la tabla 4.1 se resumen los resultados obtenidos en las mediciones previas, para el up-converter.

Parámetro	Valor
Ganancia de potencia mínima $G(min)$ [dB]	-5.6 ± 1.1
Pérdida de conversión máxima $CL(max)$ [dB]	5.6 ± 1.1
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) IIP_3 [dBm]	4.94 ± 0.05
Punto de intercepción de tercer orden (referido a la salida) OIP_3 [dBm]	1.21 ± 0.05
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada) mínimo $IP_{1dB}(min)$ [dBm]	1.1 ± 0.4
Punto de compresión de 1[dB] (referido a la salida) mínimo $OP_{1dB}(min)$ [dBm]	-7.0 ± 0.7

Tabla 4.1: Parámetros medidos del up-converter

Comparando esta tabla con la 3.7 puede verse que la ganancia de potencia, pérdida de conversión y punto de compresión de 1[dB] (referido a la entrada), coinciden con lo esperado.

La discrepancia en el punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) se debe a la diferencia en ganancia, ya que este es el parámetro que relaciona a IP_{1dB} con OP_{1dB} . Específicamente, la ganancia medida es mayor que el valor mínimo calculado (es decir, se está en un caso más favorable). Esto no representa una pérdida de performance, ya que el parámetro de diseño fue el IP_{1dB} .

Hay una diferencia apreciable entre el punto de intercepción de tercer orden (referido a la entrada) calculado y el medido (alrededor de $4[dB]$ o 2.5 veces). Esto puede deberse a la combinación de varios factores:

- La hoja de datos del mezclador solo especifica un valor **típico** para IP_3 . Por lo tanto, no se disponía del rango de variación de este parámetro al obtener el valor calculado durante el diseño.
- Para varios de los componentes del up-converter no se tenía información acerca de su IP_3 , entonces se aproximó su valor utilizando el IP_{1dB} . Esta aproximación es válida si la distorsión por intermodulación predominante es de tercer orden, pero pudo observarse que existe distorsión apreciable causada por productos de otros órdenes también.

De todas formas, el valor medido de IP_3 cumple con los requerimientos establecidos (ver tabla [3.2](#)).

4.3.4.2 Down-converter

En la tabla [4.2](#) se resumen los resultados obtenidos en las mediciones previas, para el down-converter.

Parámetro	Valor
Ganancia de potencia mínima $G(min)$ [dB]	-8.8 ± 1.0
Pérdida de conversión máxima $CL(max)$ [dB]	8.8 ± 1.0
Punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la entrada) mínimo $IP_{1dB}(min)$ [dBm]	4.2 ± 1.4
Punto de compresión de $1[dB]$ (referido a la salida) mínimo $OP_{1dB}(min)$ [dBm]	-5.4 ± 1.1

Tabla 4.2: Parámetros medidos del down-converter

Comparando esta tabla con la [3.10](#), puede verse que todos los parámetros coinciden con lo esperado.

El punto de intercepción de tercer orden IP_3 no pudo ser medido por limitaciones en el equipamiento, como ya fue mencionado.

4.4 Demostración de una aplicación básica

4.4.1 Introducción

Adicionalmente, se realizó una demostración de una aplicación básica usando el up/down-converter. Para esta demostración se utilizó el banco de pruebas de la figura [4.27](#).

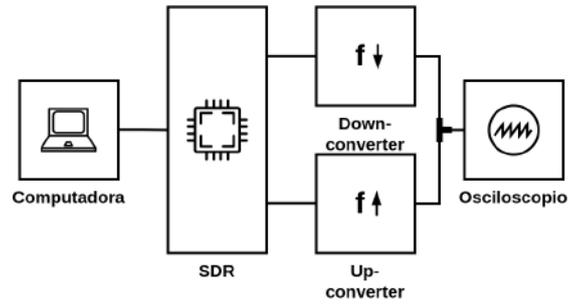


Figura 4.27: Banco de pruebas para demostración de una aplicación básica

El objetivo de esta demostración es generar una señal de alta frecuencia con el SDR, de manera tal de obtener en la salida de baja frecuencia del down-converter una señal senoidal de $100[kHz]$. Esto se logra generando una señal modulada en amplitud en el SDR, con una modulante de $100[kHz]$ y una portadora de $f_{OL} \approx 400[MHz]$.

Para programar el SDR se utilizó el software GNU Radio, un conjunto de herramientas de desarrollo, gratuito y de código libre, que provee bloques para diversas funciones de procesamiento de señales con el fin de implementar sistemas de radio definida por software^[23].

El grafo de flujo (flowgraph) implementado se muestra en la figura [4.28](#), la interfaz gráfica de usuario generada en la [4.29](#) y la señal de salida del down-converter capturada por el osciloscopio en la [4.30](#).

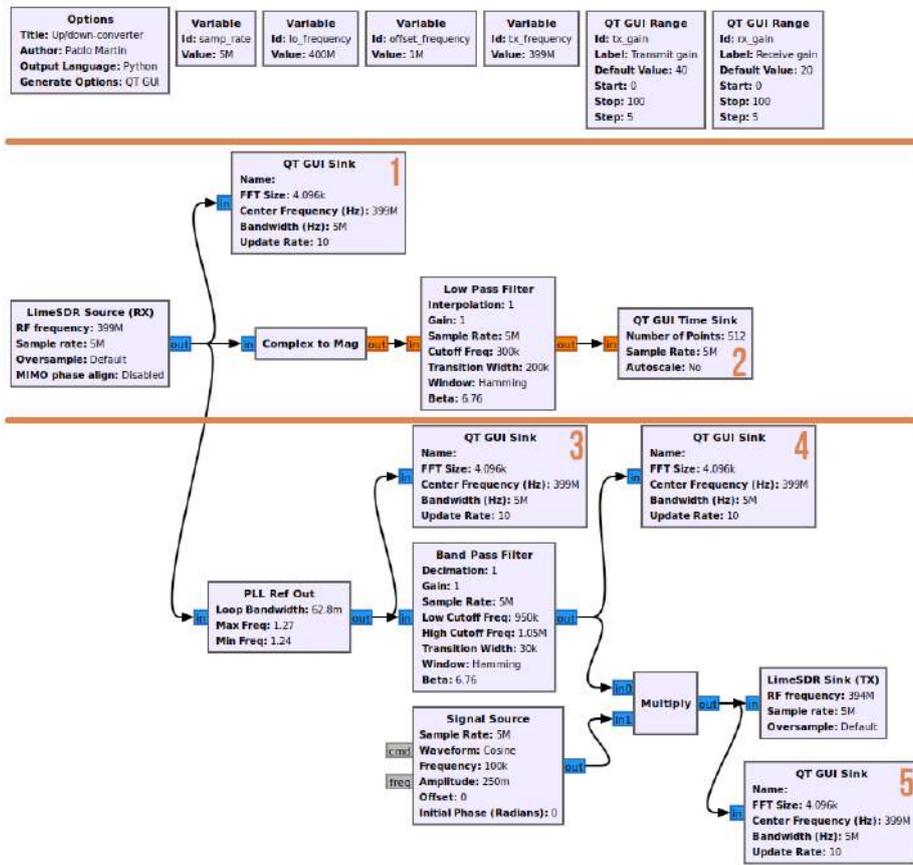


Figura 4.28: Grafo de flujo para demostración de una aplicación básica

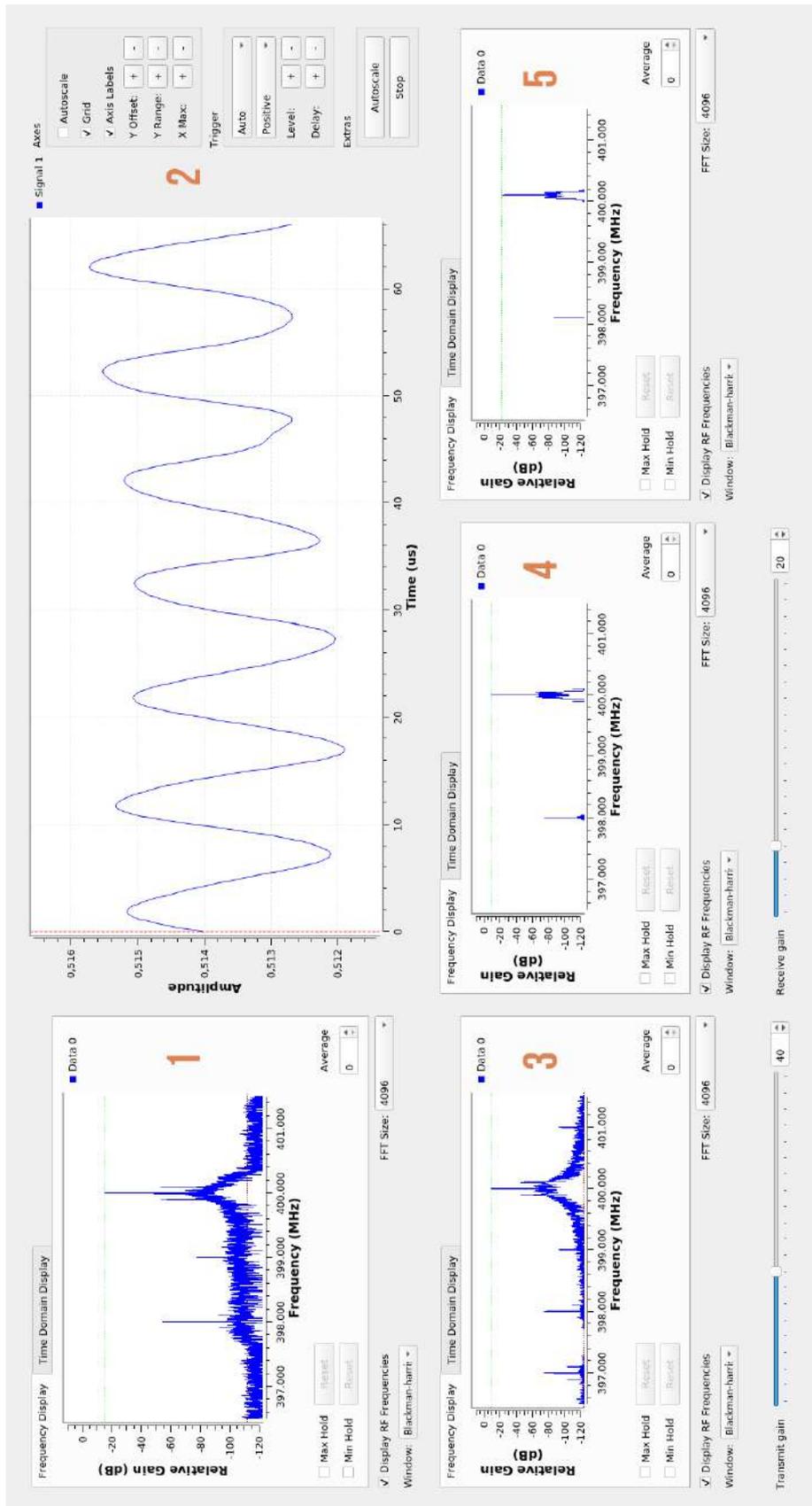


Figura 4.29: Interfaz de usuario para demostración de una aplicación básica

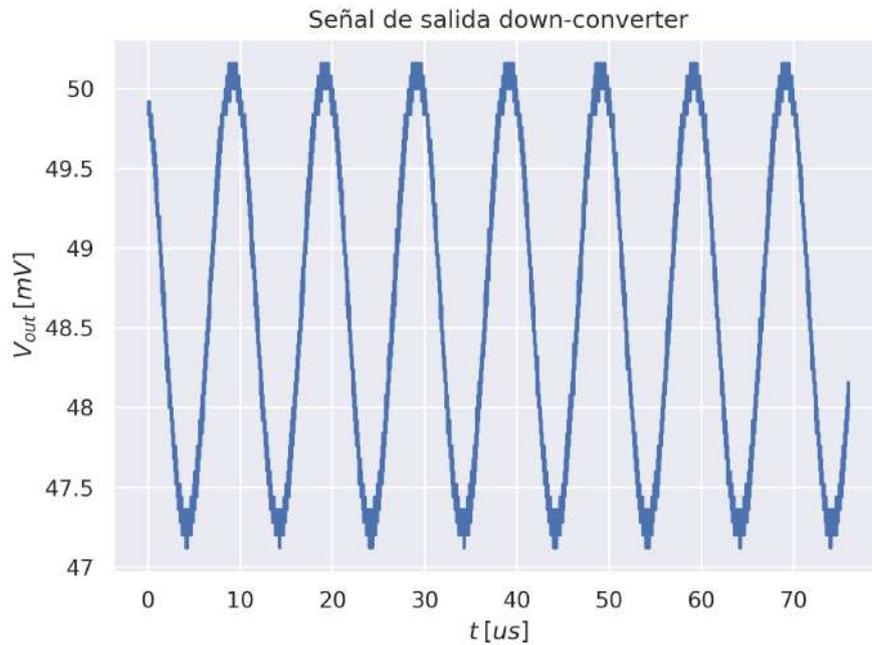


Figura 4.30: Señal de salida down-converter

4.4.2 Descripción del grafo de flujo

La figura [4.28](#) se encuentra dividida por líneas horizontales, resultando en tres secciones las cuales pueden considerarse como dedicadas a (de arriba hacia abajo):

- Configuración
- Recepción
- Transmisión

A continuación se explica brevemente el funcionamiento de cada sección.

4.4.2.1 Configuración

En esta sección simplemente se definen los parámetros del sistema (frecuencias de trabajo, ganancia de transmisión, ganancia de recepción, tasa de muestreo, etc).

4.4.2.2 Recepción

Esta sección es la encargada de recibir la señal de AM y demodularla para recuperar la modulante original (senoidal de $100[kHz]$). La función de cada bloque es:

- **LimeSDR Source (RX):** Recibir la señal proveniente de la entrada del SDR y convertirla en una señal compleja centrada en $0[Hz]$, donde la parte real es la componente en fase y la parte imaginaria la componente en cuadratura de la señal original.
- **QT GUI Sink:** Graficar la señal presente en su entrada, de diversas maneras (en este caso se utilizó la FFT de la señal). Los números de estos bloques en la figura 4.28 se corresponden con los de la figura 4.29¹⁵.
- **Complex to Mag:** Demodular la señal de AM recibida, recuperando la modulante (es un típico detector de envolvente).
- **Low Pass Filter:** Filtrar las señales no deseadas de frecuencias superiores a $300[kHz]$.
- **QT GUI Time Sink:** Similar a QT GUI Sink, pero realizando un gráfico en el tiempo y permitiendo funciones de disparo.

4.4.2.3 Transmisión

Esta sección es la encargada de generar la señal modulada necesaria y transmitirla. La función de cada bloque es:

- **PLL Ref Out:** De manera similar a lo mencionado en 4.2.2.2.2 la frecuencia del OL del up/down-converter no es exactamente igual a la del SDR. Como, para poder generar una señal que convertida a baja frecuencia sea de $100[kHz]$, es necesario obtener una señal que tenga una frecuencia $f_{OL} \pm 100[kHz]$, se utiliza este bloque para obtener una señal sincronizada con el OL del up/down-converter.
- **Band Pass Filter:** Filtrar las señales no deseadas de frecuencias fuera de la banda $400[MHz] \pm 50[kHz]$.
- **Signal Source:** Generar la señal senoidal de $100[kHz]$ a ser usada como modulante.
- **Multiply:** Multiplicar la portadora (sincronizada con el OL del up/down-converter por el bloque PLL Ref Out) con la modulante (generada por Signal Source) para obtener la señal modulada necesaria.
- **LimeSDR Sink (TX):** Transmitir la señal generada y convertirla en frecuencia para que resulte a la salida del SDR una señal modulada linealmente, centrada en $f_{OL} \approx 400[MHz]$.

4.4.3 Interpretación de los resultados

En la figura 4.29 se muestra el resultado de la demostración. Cada gráfico se explica a continuación:

¹⁵En GNU Radio los espectros de todas las señales se encuentran centrados en $0[Hz]$, pero, por comodidad, se pueden configurar las representaciones en frecuencia para mostrar una frecuencia central diferente. En este caso se utilizó como frecuencia central la misma que fue usada en el SDR, para que las frecuencias graficadas coincidieran con las transmitidas y recibidas.

- El gráfico 1 es la señal recibida, que consiste en tres tonos ubicados en $400[MHz]$ (portadora) y $400[MHz] \pm 100[kHz]$ (bandas laterales). El conjunto de tonos centrado en $398[MHz]$ y el tono único en $399[MHz]$ son consecuencias de desbalances en el demodulador IQ del SDR.
- En el gráfico 2 se muestra la señal demodulada y filtrada, donde puede verse que se trata de una senoidal de $100[kHz]$ (con ruido de baja frecuencia causado por imperfecciones en el algoritmo del PLL utilizado para sincronizar la señal generada con el OL del up/down-converter).
- La señal del gráfico 3 se encuentra enganchada con la portadora de $\approx 400[MHz]$, y las demás señales fueron rechazadas (su amplitud es alrededor de $70[dB]$ menos que la portadora). Las bandas laterales de $400[MHz] \pm 100[kHz]$ no son rechazadas ya que se encuentran dentro del ancho de banda del PLL.
- En el gráfico 4 fueron filtradas todas las señales excepto la portadora de $\approx 400[MHz]$ ¹⁶.
- En el gráfico 5 se ve el resultado de multiplicar la portadora de $\approx 400[MHz]$ con la modulante de $100[kHz]$, obteniendo un único tono de $\approx 400.1[MHz]$ (es decir, una señal de BLU, banda lateral única con portadora suprimida)¹⁷.

La señal transmitida (gráfico 5) está modulada en BLU, mientras que la señal recibida (gráfico 1) está modulada en AM. Esto se debe a que la señal de BLU (tono de $\approx 400.1[MHz]$) es mezclada en el down-converter con el OL de $\approx 400[MHz]$ para obtener un tono de $100[kHz]$. Este tono de $100[kHz]$ ingresa al up-converter, donde es mezclado con el OL para obtener una señal de AM (una portadora en $\approx 400[MHz]$ y dos bandas laterales de $\approx 400[MHz] \pm 100[kHz]$).

La entrada del down-converter puede ser de cualquier modulación lineal (AM, BLU, etc), pero la salida del up-converter está siempre modulada en AM.

4.4.4 Conclusiones

En esta demostración se dió un ejemplo de una forma básica de utilizar el up/down-converter en la aplicación para la que fue diseñado, permitiendo que un SDR comercial trabaje con señales de LF.

Se mostró que es posible generar una señal de alta frecuencia, convertirla a baja frecuencia, volver a convertirla en alta frecuencia y recuperar la señal modulante original.

¹⁶La señal de $398[MHz]$ sigue presente ya que, como se explico antes, este espectro está centrado en $0[Hz]$, pero por comodidad se lo representa centrado en $399[MHz]$. Esto significa que el filtro pasabanda centrado en $400[MHz]$ implementado, está en realidad centrado en $1[MHz]$, y su contraparte de frecuencia negativa en $-1[MHz]$. Esto último equivale a tener un filtro pasabanda centrado en $398[MHz]$ (además de uno centrado en $400[MHz]$).

¹⁷La señal obtenida está modulada en BLU en vez de AM ya que se está operando con señales *complejas* en vez de reales, como es normalmente el caso. Al ser señales complejas, multiplicar por una senoidal implica simplemente desplazar en frecuencia por la frecuencia de esta senoidal (en este caso esto implica desplazar el espectro $100[kHz]$ hacia frecuencias más altas).

Capítulo 5

Conclusiones

En los capítulos [1](#) y [2](#) se estableció la necesidad de un equipo que realice las funciones de up/down-conversion de la banda de LF a la de UHF, y la justificación de diseñar y construir un dispositivo específico para tal fin, ya que no existen soluciones comerciales aptas.

En el capítulo [3](#) se definieron los requerimientos que este equipo debía cumplir, y se procedió a realizar un diseño para satisfacerlos.

Luego, en [4.2](#) se hicieron las mediciones correspondientes para comprobar que el diseño realizado cumplía con los requerimientos establecidos.

Finalmente, en [4.4](#) se realizó una demostración de una aplicación básica del equipo. En esta demostración pudo verse como sería utilizado el sistema en la función para la que fue diseñado: generando una señal de baja frecuencia, modulándola en alta frecuencia mediante un SDR, convirtiéndola en baja frecuencia mediante el down-convertter, volviéndola a convertir en alta frecuencia con el up-convertter, demodulándola con el SDR a baja frecuencia y comprobando que la señal recuperada es equivalente a la original y a la convertida a baja frecuencia (salida del down-convertter).

Por lo tanto, pudo cumplirse el objetivo que fue establecido al inicio del trabajo: diseñar un dispositivo con unos determinados requerimientos (cuantificados mediante diversos parámetros). El cumplimiento de estos requerimientos fue verificado de manera satisfactoria mediante mediciones de los parámetros correspondientes y, adicionalmente, se demostró un caso de uso básico para el equipo.

Como desarrollos a futuro, se recomienda la utilización del up/down-convertter para las actividades de investigación para las cuales fue concebido: comunicaciones acústicas subacuáticas y adquisición de señales acústicas subacuáticas de origen biológico, mediante un SDR comercial. Para cada una de estas aplicaciones será necesario desarrollar sistemas de procesamiento de señales adecuados, recomendándose hacerlo con grafos de flujo realizados en GNU Radio.

Bibliografía

- [1] Federal Communications Commission (FCC). *AM Station Classes, and Clear, Regional, and Local Channels*. URL: <https://www.fcc.gov/media/radio/am-clear-regional-local-channels>. (accedido: 2021-03-26).
- [2] International Electrotechnical Commission (IEC). «Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-2: Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test». En: IEC 61000-4-2:2008 (2008).
- [3] International Electrotechnical Commission (IEC). «Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-4: Testing and measurement techniques - Electrical fast transient/burst immunity test». En: IEC 61000-4-4:2012 (2012).
- [4] International Electrotechnical Commission (IEC). «Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-5: Testing and measurement techniques - Surge immunity test». En: IEC 61000-4-5:2014+AMD1:2017 (2017).
- [5] A.Azizzadeh y L.Mohammadi. «Degradation of BER by Group Delay in Digital Phase Modulation». En: (2008).
- [6] Precision Acoustics. *Hydrophone Booster Amplifier Technical Datasheet*.
- [7] Bogdan Adamczyk. «Foundations of Electromagnetic Compatibility». En: Wiley, 2017. Cap. 12.1.4, pág. 347. ISBN: 9781119120803.
- [8] Miguel Alvarado-Juarez. «Construction and testing of low-noise hydrophones». En: (2003).
- [9] Analog Devices. *AD-FRQCVT1-EBZ Functional Overview - LF Adaptor Board for FMCOMMS2 AD9361 FMC*. URL: https://wiki.analog.com/resources/eval/user-guides/ad-freqcvt1-ebz/hardware/functional_overview. (accedido: 2021-06-10).
- [10] Analog Devices. «Decoupling Techniques». En: Application Note MT-101 (2009). Rev 0.
- [11] Bruce Archambeault. «PCB Power Decoupling Myths Debunked». En: (2012).
- [12] Y. Aval y M. Stojanovic. «Differentially coherent multichannel detection of acoustic OFDM signals». En: (2015).
- [13] Michael Bailey. «General Layout Guidelines for RF and Mixed-Signal PCBs». En: Application Note 5100 (2011).
- [14] Anindita Bhattacharya. *ESD Protection of USB 2.0 Interfaces*. Semtech. 2020. URL: <https://blog.semtech.com/esd-protection-of-usb-2.0-interfaces>. (accedido: 2021-06-18).

- [15] Brüel y Kjær. *Hydrophones*. Types 8103, 8104, 8105 and 8106.
- [16] Brüel y Kjær. *Power Amplifier*. Type 2713.
- [17] Bruce A. Carlson. «Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication». En: McGraw-Hill, 2017. Cap. 14.4, págs. 653-654. ISBN: 9780070111271.
- [18] Bruce A. Carlson. «Communication Systems: An Introduction to Signals and Noise in Electrical Communication». En: McGraw-Hill, 2017. Cap. 4.2, pág. 152. ISBN: 9780070111271.
- [19] Joseph Carr. «The Technician's EMI Handbook: Clues and Solutions». En: Newnes, 2000. Cap. 16, pág. 190. ISBN: 9780750672337.
- [20] J. Catipovic y col. «An acoustic telemetry system for deep ocean mooring data acquisition and control». En: (1989).
- [21] United States Coast Guard - Navigation Center. *NAVTEX Maritime Safety Broadcasts*. URL: <https://www.navcen.uscg.gov/?pageName=NAVTEX>. (accedido: 2021-03-26).
- [22] R. F. W. Coates, M. Zheng y L. Wang. «BASS 300 PARACOM: A model underwater parametric communication system». En: (1996).
- [23] GNU Radio Community. *GNU Radio*. Ver. 3.8.1.0. 2016. URL: <https://www.gnuradio.org/>.
- [24] Ente Nacional de Comunicaciones (ENACOM). *Servicio de Radiodifusión Sonora por Modulación de Amplitud (AM) - Clasificación de las emisoras*. URL: https://www.enacom.gob.ar/am_p563. (accedido: 2021-03-26).
- [25] Seiko Epson Corporation. *Crystal Oscillator (SPXO) - Output: LV-PECL, LVDS*. SG3225EAN / VAN, SG5032EAN / VAN, SG7050EAN / VAN.
- [26] Steve C. Cripps. «RF Power Amplifiers for Wireless Communications». En: Artech House, 2006. Cap. 9.3, pág. 244. ISBN: 9781596930186.
- [27] Alexandru Csete y Sheila Christiansen. «Evaluation of SDR Boards and Toolchains - Final Report». En: (2020).
- [28] Peter Delos. «Power Supply Modulation Ratio Demystified: How Does PSMR Differ from PSRR?» En: (2018).
- [29] Analog Devices. *ADALM-PLUTO Evaluation Board*. URL: <https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html>. (accedido: 2020-12-10).
- [30] Analog Devices. *RF Agile Transceiver*. AD9363. Rev. D. 2016.
- [31] Digi-Key. *Protecting USB From Power Surges*. 2013. URL: <https://www.digikey.com/en/articles/protecting-usb-from-power-surges>. (accedido: 2021-06-18).
- [32] Diodes Incorporated. *P-Channel Enhancement Mode MOSFET*. DMP2018LFK. 2012.
- [33] Elia DL1YE. *(V)LF to HF upconverter*. URL: <https://hackaday.io/project/10340-vlf-to-hf-upconverter>. (accedido: 2021-06-10).

- [34] ETEC (Electronic Technical Engineering y Construction). *Product Shortform*. 2021. URL: <http://www.etc.dk/Product-Shortform.html> (accedido: 2021-06-07).
- [35] Marine Board European Science Foundation. «The effects of anthropogenic sound on marine mammals». En: (2008).
- [36] H. T. Friis. «Noise Figures of Radio Receivers». En: (1944).
- [37] Frank Gentges y Steve Ratzlaff. *AMRAD Low Frequency Upconverter*. URL: http://www.amrad.org/wp-content/uploads/2015/09/AMRAD_Low_Frequency_Upconverter-1.pdf (accedido: 2021-06-10).
- [38] IEEE Geoscience y Remote Sensing Society (GRSS). *Database of Frequency Allocations*. URL: http://www.classic.grss-ieee.org/frequency_allocations.html (accedido: 2021-03-26).
- [39] Iacopo Giangrandi. *A few words on diode clipper distortion*. URL: <https://www.giangrandi.org/electronics/diode-clipper/diode-clipper.shtml> (accedido: 2021-03-24).
- [40] Iacopo Giangrandi. *An up-converter for receiving long and very long waves*. URL: <https://www.giangrandi.org/electronics/lwupconv/lwupconv.shtml> (accedido: 2021-06-10).
- [41] Thomas Götz. «Overview of the impacts of anthropogenic underwater sound in the marine environment - OSPAR Biodiversity Series». En: (2009).
- [42] Hewlett-Packard. «1976 Electronic Instruments and Systems Catalog». En: 5301A 10 MHz frequency counter module. 1976, pág. 259.
- [43] Hewlett-Packard. *Measuring System and Battery Pack Operating and Service Manual*. HP 5300B, HP 5310A. 1977.
- [44] Hewlett-Packard. *Synthesized RF Signal Generators Operation and Calibration Guides*. HP 8657A, HP 8657B. 1998.
- [45] Hewlett-Packard. *Synthesized Signal Generator Service Manual*. HP 8657A. 1993.
- [46] Keysight Technologies (ex Hewlett-Packard). *6 1/2 Digit Multimeter User's Guide*. HP 34401A. 2014.
- [47] Keysight Technologies (ex Hewlett-Packard). *Dual Directional Coupler Operating and Service Manual*. HP 778D. 2017.
- [48] Ian Hickman. «Practical Radio-Frequency Handbook». En: Newnes, 2007. Cap. 5, pág. 62. ISBN: 9780750680394.
- [49] G. S. Howe y col. «Sub-sea remote communications utilising an adaptive receiving beamformer for multipath suppression». En: (1994).
- [50] Benthowave Instrument Inc. *Hydrophone and Ultrasonic Preamplifier: Low Noise, Low Power, Broadband and Built-in Filter*. 2021. URL: <https://www.benthowave.com/products/preamplifier.html> (accedido: 2021-06-07).
- [51] Benthowave Instrument Inc. *Power Amplifier: SONAR, NDT, HIFU and Dielectric Material Test*. 2021. URL: <https://www.benthowave.com/products/poweramplifier.html> (accedido: 2021-06-14).

- [52] GW Instek. *3.0GHz Spectrum Analyzer User Manual*. GSP-830. 2014.
- [53] Texas Instruments. *1-6000 MHz RF Gain Block*. TRF37D73. 2014.
- [54] Texas Instruments. *LMK00306 - LVDS AC coupling termination method*. URL: <https://e2e.ti.com/support/clock-timing-group/clock-and-timing/f/clock-timing-forum/394455/lmk00306--lvds-ac-coupling-termination-method>. (accedido: 2021-05-24).
- [55] Texas Instruments. *LVDS Application and Data Handbook*. SLLD-009. 2002. URL: <https://www.ti.com/lit/ug/slld009/slld009.pdf>. (accedido: 2021-06-29).
- [56] Texas Instruments. *LVDS Owners Manual*. SNLA-187. 2008. URL: <https://www.ti.com/lit/ug/snla187/snla187.pdf>. (accedido: 2021-05-24).
- [57] JLCPCB. *Multilayer high precision PCBs with impedance control*. URL: <https://cart.jlpcb.com/impedance>. (accedido: 2021-07-06).
- [58] Howard W. Johnson y Martin Graham. *High-speed Digital Design: A Handbook of Black Magic*. Prentice Hall, 1993. ISBN: 9780133957242.
- [59] David L. Jones. «PCB Design Tutorial». En: (2004). Rev A.
- [60] Makis Katsouris. *DC-55 MHZ Up-Converter*. URL: <https://www.sv1afn.com/images/usrImage/12-12-2019-20-58-5df2aa0cb86b8.pdf>. (accedido: 2021-06-10).
- [61] Makis Katsouris. *VLF/LF Up-Converter to 10 MHZ*. URL: <https://www.sv1afn.com/images/usrImage/29-11-2019-21-45-5de191917f7a3.pdf>. (accedido: 2021-06-10).
- [62] Robert Kollman y John Betten. «Powering electronics from the USB port». En: (2002).
- [63] Chris Kunz. *SAQ VLF Converter (modified)*. URL: <https://sites.google.com/site/g3xbmqrp3/vlf/vlfconv>. (accedido: 2021-06-10).
- [64] Roger Laphorn. *SAQ VLF Converter*. URL: <https://sites.google.com/site/g3xbmqrp3/vlf/vlfconv>. (accedido: 2021-06-10).
- [65] LF Engineering Co. *L-111 LF Converter and Active Antenna System*. URL: <https://www.lfengineering.com/files/pdf/L-111inst.pdf>. (accedido: 2021-06-10).
- [66] Sensor Technology Ltd. *Hydrophone Preamplifiers*. 2021. URL: <https://sensortechcanada.com/preamplifiers-and-electronics/hydrophone-preamplifiers/>. (accedido: 2021-06-07).
- [67] Ariel Luzzatto y Motti Haridim. «Wireless Transceiver Design: Mastering the Design of Modern Wireless Equipment and Systems». En: Wiley, 2017. Cap. 4.2.7.2, pág. 173. ISBN: 9781118937402.
- [68] Ferenc Marki y Christopher Marki. «Mixer Basics Primer: A Tutorial for RF and Microwave Mixers». En: (2010).
- [69] JJ Martinez y col. «Design and Implementation of an Underwater Sound Recording Device». En: PNNL-20371 (2011).
- [70] Maxim Integrated. «Reverse-Current Circuitry Protection». En: Application Note AN636 (2001).

- [71] Fraidoon Mazda. «Telecommunications Engineer's Reference Book». En: Butterworth-Heinemann, 1993. Cap. 23.13.1, págs. 23/18. ISBN: 9780750610377.
- [72] Lime microsystems. *FPRF MIMO Transceiver IC With Integrated Microcontroller*. LMS7002M. Document version 3.1r00. 2017.
- [73] Lime microsystems. *LimeSDR Mini*. URL: <https://limemicro.com/products/boards/limesdr-mini/>, (accedido: 2020-12-10).
- [74] Marki Microwave. *Triple-Balanced Mixers*. M2R-0226. 2009.
- [75] Spectrum Microwave. *Double Balanced Mixer*. Model MM9xSMx, Model MM9xSMx-14. 2007.
- [76] Mini-Circuits. *+17 to +30 dBm Limiter, 50, Broadband 30 to 3000 MHz*. RLM-33H+. Rev. OR.
- [77] Mini-Circuits. *+5 to +30 dBm Limiter, 50, Broadband 100 to 2500 MHz*. RLM-23-1WL+. Rev. A.
- [78] Mini-Circuits. *Frequently Asked Questions about Frequency Mixers*. URL: <https://blog.minicircuits.com/frequency-mixers-frequently-asked-questions-about-mixers/>, (accedido: 2020-12-10).
- [79] Mini-Circuits. «How to select a mixer». En: Application Note AN00-010 (2015). Rev. A.
- [80] Mini-Circuits. *Surface Mount Frequency Mixer Level 13 (LO Power +13 dBm) 2 to 500 MHz*. ADE-1MH+. Rev. G.
- [81] Mini-Circuits. «Understanding Mixers Terms Defined, and Measuring Performance». En: Application Note AN00-009 (2008). Rev. OR.
- [82] Nooelec Inc. *Ham It Up - v1.3 HF Upconverter*. URL: https://www.nooelec.com/store/downloads/dl/file/id/98/product/16/ham_it_up_v1_3_barebones_datasheet_revision_2.pdf, (accedido: 2021-06-10).
- [83] Charles J. Olson. *Building and Operating: An SA602 based LF up-converter from Jackson Harbor Press*. URL: <http://wb9kzy.com/lfconv5.pdf>, (accedido: 2021-06-10).
- [84] ON Semiconductor. *LDO Regulator - Ultra-Low Noise, High PSRR, RF and Analog Circuits - 450 mA*. NCV8161. 2019.
- [85] Owon. *Dual-Channel Arbitrary Waveform Generator User Manual*. AG1022, AG1012. 2018.
- [86] Owon. *SDS Series Smart Digital Storage Oscilloscopes User Manual*. SDS6062, SDS7102, SDS8102, SDS8202, SDS8302, SDS9302. 2011.
- [87] Pasternack. *RF Cables Technical Data Sheet*. RG316/U.
- [88] Renesas. «Choosing and Using Bypass Capacitors». En: Application Note AN1325 (2011). Rev 1.00.
- [89] Lee W. Ritchey. *Right the First Time: A Practical Handbook on High-speed PCB and System Design*. Speeding Edge, 2003. ISBN: 9780974193601.
- [90] Ulrich Rohde y Jerry Whitaker. «Communications Receivers: DSP, Software Radios, and Design». En: McGraw-Hill, 2004. Cap. 6.1, pág. 321. ISBN: 9780071361217.

- [91] Samtec. «Shielding Effectiveness Comparison Report: Shielded (RF316) and Double-Shielded (RS316) Series Cable Assemblies». En: (2005).
- [92] Aquarian Scientific. *PA4 Hydrophone Buffer / Preamp Balanced Line Driver User Manual*. PA4-BO, PA4-P48, PA4-DC and custom variants.
- [93] NXP Semiconductors. *github.com/peteut/spice-models*. URL: <https://github.com/peteut/spice-models/blob/master/nxp/diodes/diodes.txt>. (accedido: 2021-03-24).
- [94] Philips Semiconductors. *High-speed diodes*. 1N4148. 1999.
- [95] Semtech. *Clamp0571P - Clamp3671P High-Power Clamp 1-Line Surge Protection*. Clamp0571P - Clamp3671P. 2018.
- [96] S. Singh y col. «Acoustic communication performance of the WHOI Micro-modem in sea trials of the Nereus vehicle to 11,000 m depth». En: (2009).
- [97] Skyworks. «PIN Limiter Diode Design Guide». En: (2015). Rev. A.
- [98] Michael Steer. *Nonlinear Distortion*. 2021. URL: <https://eng.libretexts.org/@go/page/46121>. (accedido: 2021-09-07).
- [99] Michael Steer. *Nonlinear Distortion of a Cascaded System*. 2021. URL: <https://eng.libretexts.org/@go/page/46150>. (accedido: 2021-05-31).
- [100] Michael Steer. *Radio Signal Metrics*. 2021. URL: <https://eng.libretexts.org/@go/page/41174>. (accedido: 2021-07-27).
- [101] M. Stojanovic, J. A. Catipovic y J. G. Proakis. «Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications». En: (1993).
- [102] M. Stojanovic, J. A. Catipovic y J. G. Proakis. «Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels». En: (1994).
- [103] M. Stojanovic, J. A. Catipovic y J. G. Proakis. «Reduced-complexity multichannel processing of underwater acoustic communication signals». En: (1995).
- [104] Milica Stojanovic. «Underwater Acoustic Communication». En: (2015).
- [105] Warren L. Stutzman y Gary A. Thiele. «Antenna Theory and Design». En: Wiley, 2012. Cap. 4.4.2, pág. 109. ISBN: 9780470576649.
- [106] M. Suzuki y T. Sasaki. «Digital acoustic image transmission system for deep sea research submersible». En: (1992).
- [107] W.E. Thomson. «Delay Networks having Maximally Flat Frequency Characteristics». En: (1949).
- [108] Miran Tuhtan. *Tably: Python script for converting .csv data to LaTeX tables*. Ver. 0.3. 30 de dic. de 2018.
- [109] Peter Wilson. «The Circuit Designers Companion». En: Newnes, 2017. Cap. 8.1.1, pág. 368. ISBN: 9780081017647.

Apéndice A

Listado de materiales (BoM, Bill of Materials)

A continuación se presenta el listado de materiales utilizados ¹⁰⁸.

Referencia	#	Descripción	Valor	Fabricante	Referencia fabricante
C1 C3 C4	3	Capacitor	100nF	Samsung	CL05B104KO5NNNC
C13 C14	2	Capacitor	6.2nF	FH	0402B682K500NT
C2 C10 C11	3	Capacitor	1nF	FH	0402B102K500NT
C6 C7	2	Capacitor	10pF	Samsung	CL05C100JB5NNNC
C5 C8	2	Capacitor	10nF	Samsung	CL05B103KB5NNNC
C9 C12	2	Capacitor	10uF	Samsung	CL21A106KAYNNNE
D1	1	Diodo TVS	uClamp0571P	Semtech	UCLAMP0571P.TNT
D2-D5	4	Diodo PN	1N4148	CJ	1N4148WS
J1	1	Bornera		Phoenix	1770885
J2	1	Conector USB		Korean Hro	TYPE-C-31-M-17
J3-J6	4	Conector SMA		HJ Tech	HJ-SMA429
H1-H8	8	Tuerca SMA	5/16 in (8 mm)	Linx Tech	NT-SMA-N
H9-H16	8	Arandela SMA		Linx Tech	WS-SMA-N
L1 L2	2	Inductor	100nH	Sunlord	SDCL1005CR10JTDF
L3 L4	2	Inductor	56uH	Murata Elec	LQH2MCN470K02L
Q1	1	MOSFET	DMP2018LFK	Diodes Inc	DMP2018LFK-7
R2	1	Resistencia	1k	UNI-ROYAL	0402WGF1001TCE
R1 R3	2	Resistencia	5k1	UNI-ROYAL	0402WGF5101TCE
U1 U2	2	Amplificador	TRF37D73	Texas Instr	TRF37D73IDSGR
U3	1	Regulador	3.3 V	ON Semi	NCV8161BSN330T1G
U4	1	Limitador	RLM-33H+	Mini-Circuits	RLM-33H+
U5 U6	2	Mezclador	ADE-1MH+	Mini-Circuits	ADE-1MH+
U7	1	Limitador	RLM-23-1WL+	Mini-Circuits	RLM-23-1WL+
X1	1	Oscilador	SG5032VAN	EPSON	400.000000M-KEGA3
A1	1	Gabinete		Hammond	1455L801