

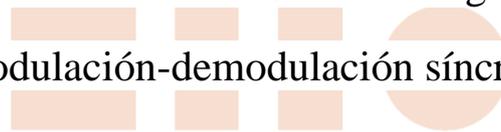
Universidad de Alcalá  
Escuela Politécnica Superior

**GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA DE  
COMUNICACIONES**



**Trabajo Fin de Grado**

Acondicionamiento de célula de carga mediante  
modulación-demodulación síncrona



ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR

**Autor:** Ricardo Moreno Granados

**Tutor:** Francisco Javier Meca Meca

2023





**UNIVERSIDAD DE ALCALÁ**

Escuela Politécnica Superior

**GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA DE  
COMUNICACIONES**

**Trabajo Fin de Grado**

Acondicionamiento de célula de carga mediante  
modulación-demodulación síncrona

**Autor:** Ricardo Moreno Granados

**Tutor/es:** Francisco Javier Meca Meca

**TRIBUNAL:**

**Presidente:** D. Ernesto Martín Gorostiza

**Vocal 1º:** D. Francisco Huerta Sánchez

**Vocal 2º:** D. Francisco Javier Meca Meca

**FECHA:** 11/09/2023



# Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría dar las gracias a mis padres por su apoyo continuo. He llegado al final de un camino que ellos hicieron posible que comenzase. Siempre me han animado a continuar hasta el final y no han permitido que me retire en los momentos de duda.

Agradecerle a mi hermano su granito de arena. Con él he compartido estudios, aprobados, suspensos, alegrías y sinsabores. Y muchas horas de esfuerzo y trabajo.

Debo darle las gracias de forma infinita a mi esposa. Ella ha sido mi punto de apoyo durante todos estos años. Ha soportado mi carga cubriendo todos los días, durante años, el vacío dejado por mí mientras estaba estudiando. Jamás me pidió que abandonara, al contrario, siempre estuvo a mi lado y me levantó cada vez que me caí. Y fueron muchas veces.

Me dio oxígeno cuando me faltaba el aire y esperanza cuando la desesperación se apoderaba de mí. Nunca podré devolverle todo lo que ha hecho por mí. Gracias, cariño.

A mis hijos pedirles disculpas por el tiempo que les he robado de estar con su padre. Espero que al menos les sirva de ejemplo y aprendan que con perseverancia y esfuerzo al final se consigue lo que te propongas. Me han conocido yendo al “colegio” como ellos, tengo la esperanza de que esto les haga valorar sus estudios y que les conciencie de lo importante que es aprovechar el tiempo que se les concede durante su etapa de estudiante.

Agradecer a la Universidad de Alcalá de Henares la oportunidad de poder formarme académicamente en su institución, así como a los profesores que durante todos estos años me han ayudado y me han enseñado.

Por último, agradecer a mi tutor Francisco Javier toda su ayuda durante la realización de este TFG. Me ha orientado, me ha corregido y me ha enseñado. Muchas gracias por tu paciencia y comprensión.

Muchas gracias a todos.



# ÍNDICE GENERAL

RESUMEN .....	21
ABSTRACT .....	21
RESUMEN EXTENDIDO .....	21
PALABRAS CLAVE .....	23

## **CAPÍTULO 1**

<b>INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS .....</b>	<b>24</b>
1.1. INTRODUCCIÓN .....	24
1.2. OBJETIVOS DEL PROYECTO .....	27

## **CAPÍTULO 2**

<b>FUNDAMENTOS TEÓRICOS .....</b>	<b>28</b>
2.1. INTRODUCCIÓN .....	28
2.2. RUIDO ELÉCTRICO.....	28
2.2.1. Concepto de ruido aditivo .....	28
2.2.2. Ruido intrínseco.....	30
2.2.2.1. Expresiones utilizadas para cuantificar el ruido.....	30
2.2.2.2. Tipos de ruido según su densidad espectral .....	31
2.2.2.3. Tipos de ruido intrínseco .....	32
2.2.2.4. Relación señal-ruido.....	34
2.2.3. Ruido por interferencias electromagnéticas .....	35
2.2.3.1. Acoplo por radiación electromagnética.....	35
2.2.3.2. Acoplo por impedancia común y acoplo conducido .....	37
2.3. GALGAS EXTENSOMÉTRICAS .....	38
2.3.1. Concepto de fuerza y deformación.....	38
2.3.2. Ley de Hooke.....	39
2.3.3. Coeficiente de Poisson.....	39

2.3.4.	Células de carga.....	40
2.3.5.	Galgas extensométricas .....	40
2.3.5.1.	Factores de error .....	41
2.4.	TRANSFORMADA Y SERIES DE FOURIER .....	41
2.4.1.	Serie de Fourier .....	41
2.4.1.1.	Señales continuas.....	41
2.4.1.2.	Señales discretas .....	42
2.4.2.	Transformada de Fourier para señales continuas aperiódicas.....	43
2.4.3.	Transformada de Fourier para señales continuas periódicas.....	44
2.4.4.	Transformada de Fourier para señales discretas aperiódicas .....	44
2.4.5.	Transformada de Fourier para señales discretas periódicas .....	45
2.5.	FILTROS IIR Y FIR .....	46
2.5.1.	Filtros FIR (Respuesta Finita al Impulso) .....	46
2.5.2.	Filtros IIR (Respuesta Infinita al Impulso).....	48
2.6.	MUESTREO .....	49
2.6.1.	Teorema del muestreo .....	49
2.6.2.	Diezmado en tiempo discreto y submuestreo .....	56
2.7.	RETENEDOR DE ORDEN CERO .....	61
2.8.	MODULACIÓN AM (Amplitud Modulada) .....	65
2.9.	DETECTOR SÍNCRONO .....	66
2.10.	AMPLIFICADOR LOCK-IN .....	70
2.10.1.	Introducción .....	70
2.10.2.	Principio de operación .....	71
2.10.3.	Detector sensible a la fase (PSD) .....	74
2.10.3.1.	Medida de amplitud .....	77
2.10.3.2.	Medida de fase.....	78
2.10.4.	Multiplicador.....	78
2.10.5.	Señal de referencia .....	79
2.10.6.	Referencia con onda cuadrada.....	79
2.10.7.	Amplificadores lock-in de doble fase. Medida de amplitud y medida de fase .	86
2.10.8.	Filtro paso banda.....	88

2.10.9. Ganancia AC y DC.....	89
2.10.9.1. Amplificador AC .....	89
2.10.9.2. Amplificador DC.....	89
2.10.10. Filtro paso-bajo .....	89
2.10.11. Principales parámetros de un amplificador lock-in.....	90
2.10.17.1. Sensibilidad a escala completa.....	90
2.10.17.2. Linealidad y rechazo fuera de fase .....	91
2.10.17.3. Reserva dinámica del sistema.....	91
2.10.17.4. Capacidad de sobrecarga del sistema .....	93
2.10.17.5. Estabilidad de salida.....	94
2.10.17.6. Rango dinámico .....	94
2.10.17.7. Equilibrio entre reserva dinámica y estabilidad de salida .....	95
2.10.17.8. Equilibrio entre sobrecarga y estabilidad de salida .....	95
2.10.17.9. Equilibrio entre rango dinámico y linealidad.....	95

## **CAPÍTULO 3**

<b>TRABAJO PRÁCTICO .....</b>	<b>97</b>
<b>3.1. MONTAJE DEL SISTEMA.....</b>	<b>97</b>
3.1.1. Funcionamiento general del sistema y esquema de montaje .....	97
3.1.2. Célula de carga .....	99
3.1.3. Placa ELEGOO Mega 2560 .....	101
3.1.3.1. Características generales .....	102
3.1.3.2. Resolución y expresión de salida.....	102
3.1.3.3. Frecuencia de reloj del ADC y tiempos de conversión .....	103
3.1.3.4. Errores del ADC .....	105
3.1.4. Placa de evaluación ADA2200-EVALZ.....	106
3.1.4.1. Alimentación.....	108
3.1.4.2. Conexiones .....	108
3.1.4.3. Sincronización de señales .....	109
3.1.4.4. Filtrado .....	109
3.1.4.5. Programación de los registros del ADA2200.....	109
3.1.4.6. Arranque para medida en fase o en cuadratura y reset .....	110

3.1.5.	ADA2200 .....	110
3.1.5.1.	Introducción.....	110
3.1.5.2.	Descripción general y diagrama de bloques interno del ADA2200 .....	110
3.1.5.3.	Descripción del patillaje .....	112
3.1.5.4.	Terminología.....	114
3.1.5.5.	Teoría de operación .....	116
3.1.5.6.	Medida de señales .....	138
3.1.5.7.	Aplicaciones .....	141
3.1.5.8.	Métodos de programación del ADA2200 .....	143
3.1.5.9.	Configuración de los registros internos del ADA2200 .....	145
3.1.6.	Circuito de excitación y acondicionamiento .....	149
3.1.6.1.	Circuito de excitación con onda cuadrada.....	149
3.1.6.2.	Referencia de alimentación de 2,5V.....	153
3.1.6.3.	Referencia de alimentación de 3,3V.....	159
3.1.6.4.	Circuito amplificador .....	161
3.1.6.5.	Circuito sumador de nivel de continua y ruido.....	166
3.2.	TOMA DE MEDIDAS.....	167
3.2.1.	Introducción .....	167
3.2.2.	Condiciones iniciales de medida.....	167
3.2.3.	Programación de los registros internos del ADA2200.....	168
3.2.4.	Sistema de adquisición de datos mediante ADC .....	169
3.2.5.	Procedimiento de medidas .....	173
3.2.5.1.	Aparatos de medida .....	174
3.2.5.2.	Fuentes de ruido aplicadas.....	174
3.2.6.	Cálculo y obtención de la sensibilidad del sistema .....	178
3.2.6.1.	Pendiente de la recta y ordenada en el origen.....	183
3.2.6.2.	Error típico o estándar (desviación estándar).....	184
3.2.6.3.	Coefficiente de correlación múltiple.....	184
3.2.6.4.	Coefficiente de determinación .....	184
3.2.6.5.	Margen de confianza .....	184
3.2.6.6.	Conclusión.....	185
3.2.7.	Resolución de los aparatos de medida en unidades de masa.....	185
3.2.8.	Incertidumbre en las medidas obtenidas mediante el voltímetro .....	185

3.2.9.	Medidas obtenidas mediante el voltímetro .....	187
3.2.9.1.	Ruido de continua de 0,5V .....	187
3.2.9.2.	Ruido onda seno de frecuencia 50Hz, 1Vpp y componente continua de 0,5V.....	191
3.2.9.3.	Ruido onda seno de frecuencia 1KHz, 1Vpp y componente continua de 0,5V.....	199
3.2.9.4.	Barrido de frecuencia para comprobar el margen de funcionamiento del sistema en función del valor de frecuencia en el que se sitúe la interferencia. ....	204
3.2.9.5.	Interferencias en frecuencias múltiplo de la frecuencia de referencia ...	209
3.2.10.	Análisis en frecuencia del efecto esperado sobre la información al añadir las fuentes de ruido estudiadas. ....	215
3.2.11.	Medidas de la salida diferencial antes del filtro paso-bajo mediante el ADC .....	225
3.2.11.1.	Masa de 1Kg .....	227
3.2.11.2.	Masa de 5Kg .....	236

## **CAPÍTULO 4**

<b>CONCLUSIONES</b> .....	239
4.1. <b>CONCLUSIONES</b> .....	239
ANEXO I: Esquema completo del sistema.....	241
ANEXO II: Esquema general de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ .....	242
ANEXO III: Tabla de valores del filtro programable del ADA2200 .....	243
ANEXO IV: Mapa de registros internos y descripciones del ADA2200.....	244
ANEXO V: Configuración por defecto de los registros del ADA2200 .....	246
ANEXO VI: Código de programación del ATMEGA 2560 para la toma de medidas mediante ADC.....	247
<b>BIBLIOGRAFÍA</b> .....	250

# ÍNDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.</b> Diagrama de bloques del sistema. ....	23
<b>Figura 1.1.</b> Esquema general de un amplificador lock-in.....	24
<b>Figura 1.2.</b> Sistema completo de medida de peso.....	26
<b>Figura 1.3.</b> Circuitos electrónicos del sistema de medida de peso.....	26
<b>Figura 2.1.</b> Función densidad de probabilidad de ruido Gaussiano .....	30
<b>Figura 2.2.</b> Densidad espectral de ruido blanco. ....	32
<b>Figura 2.3.</b> Ruido de baja frecuencia de un transistor típico. ....	32
<b>Figura 2.4.</b> Densidad espectral de ruido rosa. ....	32
<b>Figura 2.5.</b> Acoplamiento radiado en modo común.....	37
<b>Figura 2.6.</b> Acoplamiento radiado en modo diferencial. ....	37
<b>Figura 2.7.</b> Relación entre esfuerzo y deformación unitaria. ....	39
<b>Figura 2.8.</b> Transformada de Fourier de la señal de la ecuación (2.30). ....	46
<b>Figura 2.9.</b> Estructuras filtros FIR .....	47
<b>Figura 2.10.</b> Estructuras filtros IIR .....	49
<b>Figura 2.11.</b> Muestreo con tren de impulsos. ....	51
<b>Figura 2.12.</b> Muestreo en el dominio de la frecuencia .....	52
<b>Figura 2.13.</b> Recuperación de una señal continua a partir de sus muestras.....	54
<b>Figura 2.14.</b> Filtro ideal e interpolación ideal.....	55
<b>Figura 2.15.</b> Relación entre la señal muestreada $x[n]$ y la señal diezmada $x_d[n]$ . ....	56
<b>Figura 2.16.</b> Submuestreo de una señal muestreada .....	57
<b>Figura 2.17.</b> Efecto de sobremuestreo y submuestreo en el dominio de la frecuencia.....	59
<b>Figura 2.18.</b> Efecto de aliasing en una señal senoidal.....	60
<b>Figura 2.19.</b> Aliasing para una señal de frecuencia $\omega_0 = \omega_s$ .....	61
<b>Figura 2.20.</b> Muestreo mediante retenedor de orden cero. ....	61
<b>Figura 2.21.</b> Esquema básico del retenedor de orden cero. ....	62

<b>Figura 2.22.</b> Función escalón .....	62
<b>Figura 2.23.</b> Retenedor de orden cero con filtro de reconstrucción. ....	63
<b>Figura 2.24.</b> Espectro del muestreo y reconstrucción de una señal .....	64
<b>Figura 2.25.</b> Modulación AM con doble banda lateral y portadora suprimida.....	66
<b>Figura 2.26.</b> Esquema básico de un detector síncrono.....	66
<b>Figura 2.27.</b> Espectro en un detector síncrono.....	68
<b>Figura 2.28.</b> Espectro de salida del multiplicador ideal con $\omega_c = \omega_r$ .....	69
<b>Figura 2.29.</b> Esquema general del amplificador lock-in.....	71
<b>Figura 2.30.</b> Espectro de entrada al amplificador lock-in .....	72
<b>Figura 2.31.</b> Reducción de la potencia de ruido mediante el filtrado. ....	73
<b>Figura 2.32.</b> Esquema general del modulador AM y del PSD.....	75
<b>Figura 2.33.</b> Espectro a la salida del multiplicador.....	77
<b>Figura 2.34.</b> PSD con multiplicador de conmutación. ....	78
<b>Figura 2.35.</b> Cinco primeros armónicos de la onda cuadrada. ....	80
<b>Figura 2.36.</b> Formas de onda en un PSD operando con una entrada senoidal.....	81
<b>Figura 2.37.</b> Espectro de la señal de salida del multiplicador. ....	81
<b>Figura 2.38.</b> K-ésima ventana de transmisión de un PSD con filtro paso bajo de 6dB/octava con constante de tiempo $T_0$ .....	82
<b>Figura 2.39.</b> Ventanas de transmisión del PSD .....	83
<b>Figura 2.40.</b> Formas de onda para una señal cuadrada de entrada al PSD en fase con la referencia.....	84
<b>Figura 2.41.</b> Formas de onda y respuesta de fase de un PSD.....	86
<b>Figura 2.42.</b> Amplificador lock-in de doble fase. ....	87
<b>Figura 2.43.</b> Representación cartesiana y polar de la señal de salida. ....	88
<b>Figura 2.44.</b> Identificación de voltajes en el PSD. ....	93
<b>Figura 3.1.</b> Diagrama de bloques del sistema de medida de peso. ....	97
<b>Figura 3.2.</b> Imagen de la célula de carga .....	99

<b>Figura 3.3.</b> Puente de Wheatstone de la célula de carga.....	100
<b>Figura 3.4.</b> Circuito de compensación del puente de galgas. ....	101
<b>Figura 3.5.</b> Placa ELEGOO Mega 2560. ....	102
<b>Figura 3.6.</b> Diagrama de tiempos de conversión del ADC.....	104
<b>Figura 3.7.</b> Registro A de control y estado.....	105
<b>Figura 3.8.</b> Placa de evaluación ADA2200-EVALZ.....	107
<b>Figura 3.9.</b> Configuración y conexión predeterminada de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ.....	107
<b>Figura 3.10.</b> Respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo de salida.....	109
<b>Figura 3.11.</b> Diagrama de bloques interno del ADA2200.....	111
<b>Figura 3.12.</b> Patillaje del ADA2200. ....	113
<b>Figura 3.13.</b> Fase relativa.....	115
<b>Figura 3.14.</b> Función de transferencia de medición de fase.....	116
<b>Figura 3.15.</b> Diagrama de bloques detallado del ADA2200.....	117
<b>Figura 3.16.</b> Bloque del filtro de diezmado.....	119
<b>Figura 3.17.</b> Espectro del filtro de diezmado.....	120
<b>Figura 3.18.</b> Función de transferencia de la ganancia del filtro FIR. ....	121
<b>Figura 3.19.</b> Respuesta en frecuencia por defecto del filtro IIR. ....	122
<b>Figura 3.20.</b> Bloque mezclador del ADA2200.....	123
<b>Figura 3.21.</b> Temporización de CLKIN, RCLK, SYNCO y las salidas OUTP y OUTN..	124
<b>Figura 3.22.</b> Operación realizada por el mezclador mediante S&H gobernado por RCLK. ....	125
<b>Figura 3.23.</b> Muestreo y diezmado de la señal de entrada al ADA2200.....	126
<b>Figura 3.24.</b> Espectros de la señal de entrada al ADA2200 y sus respectivos muestreos.....	127
<b>Figura 3.25.</b> Esquema equivalente a la función del sample&hold gobernado por RCLK. ....	128
<b>Figura 3.26.</b> Señales de muestreo $p_n(t)$ .....	128

<b>Figura 3.27.</b> Muestreo de $xmpo(t)$ mediante las señales $p_n(t)$ .....	129
<b>Figura 3.28.</b> Sistemas LTI con respuesta rectangular al impulso.....	130
<b>Figura 3.29.</b> Superposición de las señales $xsn(t)$ .....	130
<b>Figura 3.30.</b> Espectro de las señales $xmp(t)$ . ....	131
<b>Figura 3.31.</b> Función de transferencia de los sistemas $h_1(t)$ y $h_4(t)$ .....	132
<b>Figura 3.32.</b> Espectro de las señales $x_{s_n}(t)$ a la salida de los sistemas $h_1(t)$ y $h_4(t)$ ...	133
<b>Figura 3.33.</b> Espectro de la señal demodulada de salida. ....	133
<b>Figura 3.34.</b> Temporización de CLKIN, RCLK, SYNCO y las salidas OUTP y OUTN..	135
<b>Figura 3.35.</b> Diagrama de bloques interno del ADA2200.....	136
<b>Figura 3.36.</b> Desplazamiento del pulso SYNCO. ....	137
<b>Figura 3.37.</b> Dependencia de la medida con las variaciones de amplitud y fase.....	139
<b>Figura 3.38.</b> Aplicación del ADA2200 como amplificador lock-in.....	142
<b>Figura 3.39.</b> Valor típico de corriente vs Frecuencia de CLKIN para $V_{DD}=2,7V$ y $3,3V$ .	144
<b>Figura 3.40.</b> Esquema de generación de señales de reloj en el ADA2200.....	145
<b>Figura 3.41.</b> Señal RCLK.....	146
<b>Figura 3.42.</b> Temporización de la señal SYNCO.....	147
<b>Figura 3.43.</b> Esquema del circuito de excitación y acondicionamiento. ....	149
<b>Figura 3.44.</b> Esquema interno del MAX325. ....	150
<b>Figura 3.45.</b> Esquema de conexión del MAX325.....	150
<b>Figura 3.46.</b> Valor de la resistencia de conexión $R_{ON}$ del MAX325 .....	151
<b>Figura 3.47.</b> VOUT del MAX325 (CH1) vs RCLK (CH2). ....	152
<b>Figura 3.48.</b> Retardo entre la señal RCLK y la excitación del puente. ....	153
<b>Figura 3.49.</b> Referencia de tensión de 2,5V. ....	153
<b>Figura 3.50.</b> $R_{ON}$ para $V_{COM} = 2,5V$ . ....	154
<b>Figura 3.51.</b> Valores de las corrientes del TL431AC .....	155
<b>Figura 3.52.</b> Esquema para la referencia de tensión de 2,5V. ....	157
<b>Figura 3.53.</b> $R_{ON}$ para $V_{COM} = 2,875V$ .....	158

<b>Figura 3.54.</b> Esquema de la referencia de tensión de 3,3V. ....	159
<b>Figura 3.55.</b> Características de alimentación del AD623 y del MAX325. ....	160
<b>Figura 3.56.</b> Esquema del amplificador de señal del puente de galgas. ....	161
<b>Figura 3.57.</b> Rango de tensión de salida del AD623. ....	162
<b>Figura 3.58.</b> Valor de la impedancia presente a las entradas del ADA2200. ....	162
<b>Figura 3.59.</b> Límites para el voltaje de entrada del ADA2200. ....	163
<b>Figura 3.60.</b> Margen de la señal de salida del amplificador. ....	163
<b>Figura 3.61.</b> Ganancia vs Ancho de banda AD623.....	165
<b>Figura 3.62.</b> Circuito sumador de nivel de continua y ruido.....	166
<b>Figura 3.63.</b> Excitación del puente vs RCLK. ....	168
<b>Figura 3.64.</b> Función sinc.....	171
<b>Figura 3.65.</b> Respuesta en frecuencia de la amplitud. ....	172
<b>Figura 3.66.</b> Esquema general del sistema. ....	174
<b>Figura 3.67.</b> Salida del sumador para un ruido senoidal de 50Hz. ....	176
<b>Figura 3.68.</b> Salida del sumador para un ruido senoidal de 1KHz. ....	177
<b>Figura 3.69.</b> Recta de regresión.....	182
<b>Figura 3.70.</b> Tono de 50Hz, 1Vpp y componente continua de 0,5V.....	191
<b>Figura 3.71.</b> Señal de entrada INP para 1Kg.....	192
<b>Figura 3.72.</b> Onda senoidal de 50Hz y amplitud 0,5V.....	193
<b>Figura 3.73.</b> Señal de entrada INP para una masa de 0,5Kg. ....	194
<b>Figura 3.74.</b> Señal de entrada INP para una masa de 1Kg y ruido seno de 50Hz.....	199
<b>Figura 3.75.</b> Tono de 1KHz, 1Vpp y componente continua de 0,5V.....	200
<b>Figura 3.76.</b> Señal de entrada INP para 5Kg.....	201
<b>Figura 3.77.</b> Salida OUT+ para una interferencia senoidal de 442,5Hz.....	204
<b>Figura 3.78.</b> Interferencia senoidal de 476Hz y 0,5V de amplitud. ....	205
<b>Figura 3.79.</b> Salida OUTP (CH1) frente a entrada INP (CH2).....	206
<b>Figura 3.80.</b> Salida OUTP.....	206

<b>Figura 3.81.</b> Salida OUT+.....	207
<b>Figura 3.82.</b> Interferencia senoidal de 421Hz y 0,5V de amplitud montada sobre $V_{OCM}$ .....	208
<b>Figura 3.83.</b> Salida OUTP (CH1) frente a entrada INP (CH2).....	208
<b>Filtro 3.84.</b> Salida OUT+ para una interferencia seno de 421Hz.....	209
<b>Figura 3.85.</b> Salida OUT+ en ausencia de ruido.....	211
<b>Figura 3.86.</b> Señal OUT+ para una fuente de ruido seno de 1KHz.....	211
<b>Figura 3.87.</b> Salida OUT+ para una interferencia de $2f_{RCLK}$ .....	212
<b>Figura 3.88.</b> Salida OUT+ para una interferencia de $3f_{RCLK}$ .....	214
<b>Figura 3.89.</b> Salida OUT+ para una interferencia de $4f_{RCLK}$ .....	215
<b>Figura 3.90.</b> Respuesta en frecuencia de los filtros del ADA2200.....	216
<b>Figura 3.91.</b> Respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo de salida.....	216
<b>Figura 3.92.</b> Representación temporal de la señal de información modulada.....	216
<b>Figura 3.93.</b> Representación espectral de las señales de información modulada, ruido y suma de ambas.....	217
<b>Figura 3.94.</b> Espectro de la señal modulada más el ruido antes y después del filtro de diezmado.....	218
<b>Figura 3.95.</b> Espectro de la señal modulada más el ruido antes y después del filtro paso banda.....	218
<b>Figura 3.96.</b> Espectro de la señal de salida antes y después del filtro paso-bajo de salida.....	219
<b>Figura 3.97.</b> Atenuación de las componentes de ruido debido al filtro paso-banda.....	220
<b>Figura 3.98.</b> Espectro de la información+ruido muestreada a $f_{SI}$ y diezmada.....	221
<b>Figura 3.99.</b> Espectro de la información + ruido tras el filtro paso-banda.....	221
<b>Figura 3.100.</b> Espectro de la señal de entrada al mezclador y su muestreo.....	222
<b>Figura 3.101.</b> Muestreo de la señal diezmada para una $f_{RCLK} = 8Hz$ .....	224
<b>Figura 3.102.</b> Toma de 300 medidas de la salida diferencial en unidades de masa para 1Kg.....	227

<b>Figura 3.103.</b> Salidas OUTF (CH1) y OUTN (CH2) para una masa de 1Kg sin fuente de ruido .....	228
<b>Figura 3.104.</b> Medida de masa de 1kg con fuente de ruido seno de 1KHz, 1Vpp y offset compensado con ruido presente.....	231
<b>Figura 3.105.</b> Salidas para 1Kg con fuente de ruido seno de 1KHz .....	233
<b>Figura 3.106.</b> Medidas tomadas sobre una masa de 1Kg con ruido de 1KHz. ....	235
<b>Figura 3.107.</b> Medida de una masa de 5Kg sin fuente de ruido. ....	236
<b>Figura 3.108.</b> Salidas OUTF y OUTN para una masa de 5Kg. ....	237
<b>Figura 3.109.</b> Medida de una masa de 5Kg con fuente de ruido seno de 1KHz, 1V <sub>pp</sub> y offset compensado con ruido presente.....	237
<b>Figura A1.</b> Esquema general del acondicionamiento por modulación-demodulación de una célula de carga. ....	241
<b>Figura A2.</b> Esquema general de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ.....	242

# ÍNDICE DE TABLAS

<b>Tabla 3.1.</b> Características de la célula de carga.....	99
<b>Tabla 3.2.</b> Selección del voltaje de referencia del ADC.....	103
<b>Tabla 3.3.</b> Selección del prescaler del ADC. ....	103
<b>Tabla 3.4.</b> Tiempos de conversión de ADC.....	104
<b>Tabla 3.5.</b> Errores del ADC.....	106
<b>Tabla 3.6.</b> Configuración predeterminada de puentes.....	108
<b>Tabla 3.7.</b> Descripción de los pines del ADA2200. ....	113
<b>Tabla 3.8.</b> Tipos de filtro configurables en el ADA2200. ....	122
<b>Tabla 3.9.</b> Medidas de entrada y salida para diferentes pesos de 0Kg hasta 5Kg.....	179
<b>Tabla 3.10.</b> Estadísticas de la regresión. ....	183
<b>Tabla 3.11.</b> Análisis de varianza. ....	183
<b>Tabla 3.12.</b> Medidas tomadas con ruido de continua de 0,5V.....	188
<b>Tabla 3.13.</b> Medidas tomadas con ruido seno de 50Hz.....	195
<b>Tabla 3.14.</b> Salida para una fuente de ruido de 50Hz, 0,2V de amplitud y 0,2V DC.....	197
<b>Tabla 3.15.</b> Medidas tomadas con ruido seno de 1KHz. ....	201
<b>Tabla 3.16.</b> Salida para una fuente de ruido de 1KHz, 0,2V de amplitud y 0,2V DC. ....	203
<b>Tabla 3.17.</b> Valor medio de los 8 escalones correspondientes a la salida para un peso de 1Kg.....	229
<b>Tabla 3.18.</b> Comparativa del voltaje de los escalones para salida sin ruido y con ruido de 1KHz. ....	234
<b>Tabla A3.</b> Valores de programación del filtro programable del ADA2200.....	243
<b>Tabla A4.</b> Descripción de los registros de configuración del ADA2200.....	244
<b>Tabla A5.</b> Configuración por defecto de los registros del ADA2200. ....	246



## **RESUMEN**

En este trabajo de fin de grado se lleva a cabo el acondicionamiento de una célula de carga mediante modulación-demodulación síncrona. Para ello se hace uso de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ de *Analog Device*, que cuenta con el integrado ADA2200 diseñado para operar como demodulador síncrono y como filtro analógico programable. En este proyecto se hará uso de su función como demodulador síncrono.

El conjunto del sistema realiza las funciones de un amplificador *lock-in*, cuyo uso está dirigido a señales afectadas por altos niveles de ruido.

El trabajo abarca tanto el estudio teórico como la realización práctica del sistema mencionado.

## **ABSTRACT**

In this final degree project, the conditioning of a load cell by means of synchronous modulation-demodulation is carried out. For this purpose, the Analog Device ADA2200-EVALZ evaluation board is used, which has the ADA2200 integrated unit designed to operate as a synchronous demodulator and as a programmable analogue filter. In this project, use will be made of its function as a synchronous demodulator.

The whole system performs the functions of a lock-in amplifier, the use of which is aimed at signals affected by high noise levels.

The work covers both the theoretical study and the practical realisation of the above-mentioned system.

## **RESUMEN EXTENDIDO**

Este trabajo se centra en el acondicionamiento de una célula de carga mediante la placa de evaluación ADA2200-EVALZ, la cual se basa en el integrado ADA2200, que es un demodulador síncrono y filtro analógico programable implementado con SAT (Sampled Analog Technology), diseñado según el fabricante para el acondicionamiento de señales en aplicaciones industriales, médicas y de comunicaciones. Una de las funciones de este dispositivo, aprovechando la demodulación síncrona, es su uso como amplificador lock-in. Este tipo de amplificador es un instrumento de medición de pequeñas señales alternas (incluso del orden de nanovoltios) que realiza una medición de la amplitud y fase de la señal de respuesta de un experimento a partir de una señal de referencia que funciona como señal de excitación. Se aplica en medidas en las que la señal de información se encuentra enterrada en ruido, siendo el nivel de este bastante más elevado que el de la señal de interés.

Para llevar a cabo el estudio propuesto se implementa un sistema completo de medida de una variable física, en este caso la fuerza ejercida sobre una célula de carga, que genera señales de voltaje muy débiles, del orden de *mV*, de forma que se estudiará la capacidad del ADA2200 de separar la

información deseada de diferentes fuentes de ruido introducidas en el sistema, con la intención de simular situaciones reales que se pueden dar en circuitos de medida.

Una célula de carga consiste en un puente de Wheatstone cuyos brazos están formados por sendas galgas extensométricas capaces de medir las pequeñas deformaciones que sufra la célula por la acción del peso depositado sobre ella.

La condición necesaria para que un amplificador lock-in pueda recuperar las señales enterradas en ruido consiste en que la medida proporcionada por el sensor venga modulada en amplitud a una frecuencia de referencia, de manera que la información entre al sistema separada del ruido de baja frecuencia. Esto obliga a modificar la alimentación del puente de Wheatstone. Normalmente los puentes de galgas se alimentan con tensión continua, pero en este caso es necesario utilizar una alimentación alterna. Controlando la polaridad de dicha alimentación mediante una señal de reloj a una frecuencia de referencia determinada se consigue que la salida diferencial del puente de galgas sea una señal cuadrada modulada en amplitud en función del valor del peso depositado en cada momento sobre la célula de carga.

La señal proporcionada por la célula de carga entra a la placa de evaluación y es procesada por el ADA2200 que se encargará de llevar a cabo la demodulación para recuperar la información.

El ADA2200 no realiza la demodulación síncrona mediante un PSD (detector sensible a la fase) al uso, el cual consistiría en un multiplicador y un filtro paso bajo. De hecho, el ADA2200 no hace uso del multiplicador. Este integrado se basa en la técnica SAT (Sample Analog Technology), patentada por *Analog Device*, que se basa en el uso de capacidades conmutadas. La salida proporcionada por el ADA2200 se trata de una señal analógica muestreada.

De forma adicional la placa de evaluación cuenta con dos filtros paso bajo colocados en ambas salidas del ADA2200, de manera que de las salidas muestreadas se obtiene una tensión continua equivalente a la señal proporcionada por la célula de carga. Esta salida filtrada es medida simplemente con un voltímetro.

A la salida del ADA2200 se coloca el sistema de adquisición de datos que se implementa mediante las entradas ADC de la placa ELEGOO Mega 2560. De esta manera se recogen los datos proporcionados por el sistema tanto de las salidas muestreadas como de las filtradas en dos situaciones posibles:

- Sistema no afectado por fuente de ruido.
- Sistema afectado por fuente de ruido.

Las medidas obtenidas en ambas situaciones se analizan y comparan con el fin de obtener la capacidad de rechazo del sistema a las fuentes de ruido usadas.

Un esquema del sistema completo se muestra en la figura 1.

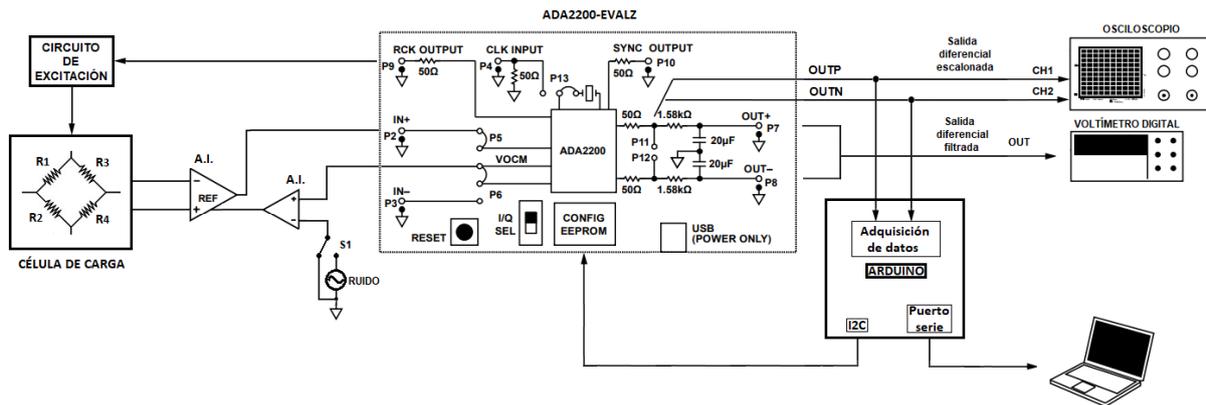


Figura 1. Diagrama de bloques del sistema.

## PALABRAS CLAVE

- Célula de carga.
- Demodulador síncrono.
- Amplificador Lock-in.
- Ruido e interferencia.
- Sample Analog Technology (SAT).

# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

### 1.1. INTRODUCCIÓN

La ciencia y la tecnología avanzan de forma inexorable. La complejidad de los sistemas diseñados en las diversas ramas del conocimiento es cada vez mayor. Tanto en la ingeniería, como en los procesos industriales, en la medicina o en la física, este grado de sofisticación conlleva la necesidad de contar con instrumentación de gran sensibilidad, precisión y alta resolución, de manera que proporcionen medidas precisas y exactas de las diferentes magnitudes para llevar a cabo el control o la observación de dichos sistemas.

Particularmente en física, el estudio para alcanzar un conocimiento cada vez más exacto de las leyes de la naturaleza requiere la medida de variables físicas que pueden ser, en su mayoría, transformadas en señales eléctricas de muy baja amplitud.

Uno de los principales retos a la hora de llevar a cabo estas medidas es la influencia del ruido en las mismas. Cuando las señales a medir son de pequeña amplitud, como sucede en ciertos procesos industriales y sobre todo en los laboratorios de investigación, puede ocurrir que, si el ambiente es muy ruidoso, dichas señales queden completamente enterradas en el ruido siendo imposible poder diferenciar la información de este.

Para llevar a cabo estas medidas tan críticas es necesario contar con algún instrumento capaz de separar el ruido de la señal de información, incluso en situaciones en las que el ruido supera ampliamente a la señal de medida. Este instrumento es el amplificador *lock-in*, el cual aplica la técnica de detección sensible a la fase (PSD).

Cuando la relación señal-ruido (SNR) es mucho menor que uno, la técnica empleada por el amplificador *lock-in* mejora este factor de una manera mucho más eficiente. Esto se debe a que consigue reducir su ancho de banda de forma que es capaz de aislar muchas más componentes de ruido en comparación con los amplificadores comunes. La modulación de la señal de medida permite que la información ingrese al PSD espectralmente separada del ruido de baja frecuencia. Una vez ahí, la demodulación síncrona traslada a continua únicamente la señal de información, de manera que con un simple filtro paso bajo puede recuperarse rechazando casi la totalidad del ruido presente en el sistema. Un esquema general de una posible implementación se muestra en la figura 1.1.

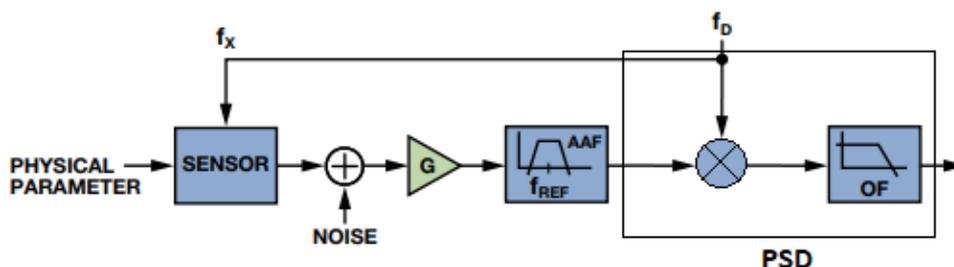


Figura 1.1. Esquema general de un amplificador *lock-in*.

Los amplificadores *lock-in* se inventaron en la década de 1930 y se han comercializado a mediados del siglo XX como instrumentos capaces de extraer la amplitud y la fase de señales que se encuentran en entornos extremadamente ruidosos [1]. Desde entonces sus aplicaciones han sido numerosas. Podemos enumerar algunas como:

- Nanolitografía para la detección de contacto [2].
- Medición de gases [3].
- Técnica TIR (termografía infrarroja) *lock-in* en ensayos no destructivos [4].
- Implementación de un milióhmetro [5].
- Espectroscopia THZ-TDS [6].

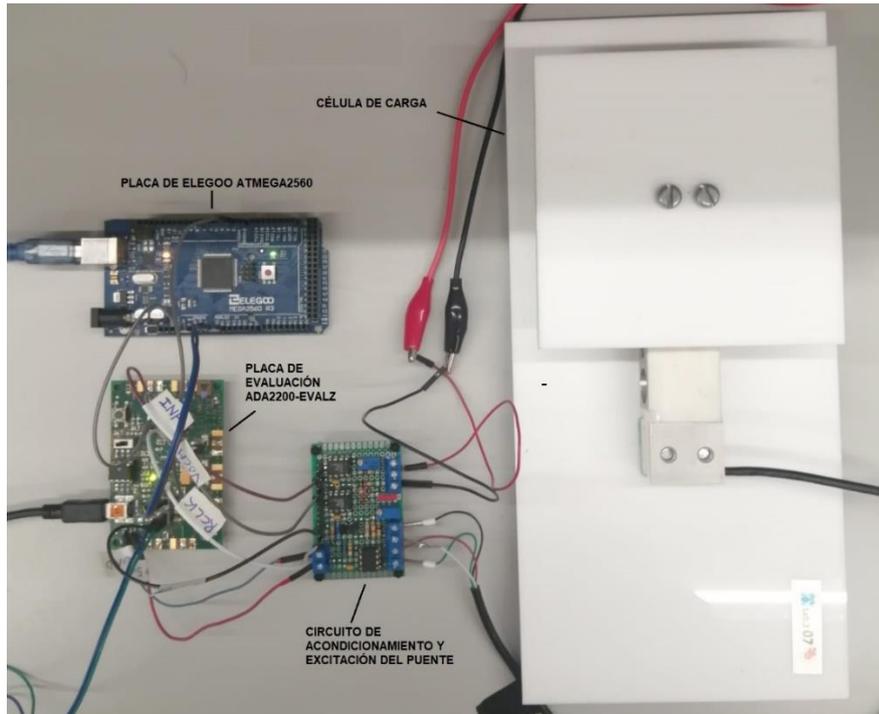
Como se puede ver, los amplificadores *lock-in* son extremadamente versátiles. Los mejores instrumentos del mercado actualmente poseen una reserva dinámica que alcanza los 120 dB, lo que significa que son capaces de medir con precisión una señal en presencia de ruido hasta un millón de veces mayor en amplitud que la señal de interés.

Una posible aplicación es la que se presenta en este trabajo, consistente en un sistema de medida de peso mediante una célula de carga. Las señales diferenciales del orden de milivoltios que proporcionan este tipo de transductores pueden verse seriamente afectadas por fuentes de ruido internas o externas al circuito derivadas, por ejemplo, de efectos termoeléctricos producidos por gradientes térmicos o de interferencias electromagnéticas.

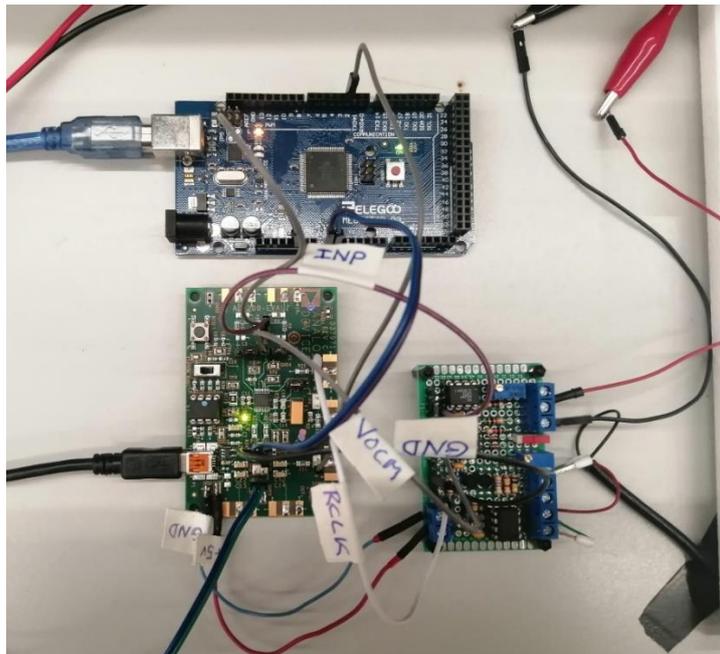
El sistema diseñado hace uso de la demodulación síncrona con el objetivo de separar, en gran medida, la información válida del ruido de forma que la señal de salida no se vea modificada y presente valores erróneos.

El sistema se compone de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ, la cual realiza la función del demodulador síncrono, un circuito de acondicionamiento y excitación de la célula de carga, un sistema de adquisición de datos implementado mediante la placa ELEGOO Atmega2560 y, por supuesto, una célula de carga capaz de transformar la deformación producida por el peso depositado sobre ella en una variación de resistencia que provoca a su vez una variación en el voltaje diferencial a su salida.

En la figura 1.2 se muestra una imagen de los elementos del sistema completo con sus correspondientes conexiones. En la figura 1.3 se pueden ver más de cerca los circuitos electrónicos de los diferentes bloques del sistema: acondicionamiento y excitación; demodulación síncrona; adquisición de datos.



**Figura 1.2.** Sistema completo de medida de peso.



**Figura 1.3.** Circuitos electrónicos del sistema de medida de peso.

## **1.2. OBJETIVOS DEL PROYECTO**

El objetivo de este trabajo es doble, por un lado, diseñar el acondicionamiento de un sistema de medida de peso con la característica de que sea capaz de mantener un alto nivel de precisión y exactitud incluso al verse afectado por niveles de ruido muy superiores a los niveles de señal. Y, por otro lado, llevar a cabo un estudio sobre la placa de evaluación ADA2200-EVALZ de *Analog Device* orientada en su funcionamiento como amplificador *lock-in*, de manera que sea posible determinar la capacidad del dispositivo para acondicionar señales de medida de pequeña amplitud afectadas por niveles de ruido incluso superiores a la propia señal medida. Al mismo tiempo, se realizará un estudio de los principios que rigen el funcionamiento de los amplificadores *lock-in*. Esto permitirá entender de una forma detallada cómo, mediante el uso de la técnica PSD a través de la demodulación síncrona, se puede lograr una mejora significativa en la relación señal-ruido a la salida de los circuitos de medida, poniendo en valor el uso extendido de estos dispositivos y su gran versatilidad.

Se trasladarán esos conocimientos sobre el uso de los demoduladores síncronos mediante la técnica PSD al caso concreto del circuito integrado ADA2200, contenido en la placa de evaluación ADA2200-EVALZ. Se verá como este dispositivo implementa dicha técnica de forma diferente a la teoría general.

Mediante el montaje experimental de este sistema se logrará comprender de qué manera puede verse afectado por el ruido un sistema de medida real y de qué forma se pueden contrarrestar, mediante la demodulación síncrona, esas perturbaciones que impiden recuperar la información con la fidelidad requerida. Para este propósito, se realizará una descripción del funcionamiento y características del resto de componentes que acompañan a la placa de evaluación y que forman el sistema de medida, es decir, la célula de carga, el sistema de adquisición de datos y el circuito de acondicionamiento y excitación.

Con todo ello, se realizarán las correspondientes medidas, introduciendo diferentes fuentes de ruido a la señal medida, y se interpretarán los valores obtenidos para así determinar la capacidad de rechazo al ruido del sistema.

# CAPÍTULO 2

## FUNDAMENTOS TEÓRICOS

### **2.1. INTRODUCCIÓN**

Se lleva a cabo en este apartado una breve descripción de todos los conceptos teóricos de interés que son necesarios para abordar el trabajo que aquí se presenta.

El sistema de medida de peso desarrollado se apoya en diferentes conceptos de instrumentación, de tratamiento digital de señales e incluso de comunicaciones, por lo que se estudiarán temas como la modulación AM o el muestreo de señales, por ejemplo.

En resumen, se hará un estudio de todos los temas necesarios para poder analizar y comprender correctamente el funcionamiento del sistema desarrollado. Además, como uno de los objetivos del sistema es proteger la señal medida de las posibles fuentes de ruido que le puedan afectar, también se llevará a cabo un breve repaso de la teoría de ruido.

### **2.2. RUIDO ELÉCTRICO**

Es recomendable tener conocimiento del tipo de fuentes de ruido que pueden llegar a afectar al sistema. Por ese motivo se lleva a cabo en este apartado un breve estudio del ruido eléctrico.

Aunque se mencionan todas las posibles fuentes de ruido existentes, las interferencias simuladas en la aplicación se tratarán, únicamente, de tonos puros a diferentes frecuencias y no de ruido aleatorio. Este último tipo de ruido es más propio de sistemas con un ancho de banda amplio, escenario que no corresponde con esta aplicación. No obstante, se tratan en este punto otro tipo de interferencias que sí pueden perturbar al sistema diseñado y, además, se considera interesante conocer todos los tipos de fuentes de ruido a los que se pueden ver sometidas otras aplicaciones implementadas mediante el ADA2200.

#### **2.2.1. Concepto de ruido aditivo**

“Entendemos por ruido aditivo cualquier señal indeseada, generalmente aleatoria, que se suma a la señal de interés” [7].

Se puede clasificar el ruido en tres tipos diferentes en función de sus características y de la fuente que lo genere. El ruido puede provenir tanto de fuentes internas, el llamado ruido intrínseco (generado por los propios componentes del circuito), como de fuentes externas (interferencias electromagnéticas provenientes de otras partes del circuito o de fuentes externas a nuestro circuito).

De este modo, tenemos:

- *Ruido debido al offset*: se trata de una señal indeseada de muy baja frecuencia que se genera en los dispositivos electrónicos como consecuencia de sus características no ideales.
- *Ruido por interferencias electromagnéticas*: corresponde al que se genera en un punto del sistema como consecuencia del acoplamiento eléctrico o magnético con otro punto del propio o de otro sistema (sistemas naturales como tormentas, etc. o construidos por el hombre como motores u otros circuitos eléctricos). El ruido de interferencia puede ser periódico, intermitente, o aleatorio. Normalmente se reduce minimizando el acoplo eléctrico o electromagnético, bien a través de blindajes, o bien, con un diseño adecuado y la reorientación de los diferentes componentes y conexiones.
- *Ruido intrínseco*: generado internamente en los dispositivos electrónicos por diferentes fenómenos físicos (ruido térmico, ruido por cuantización de las cargas, etc.). El ruido intrínseco es de naturaleza aleatoria.

La importancia de cada uno de estos ruidos es función de la aplicación. Si tenemos en cuenta la capacidad que tiene cada uno para generar problemas al sumarse a la información útil, se puede decir que:

- El offset será importante cuando el espectro de la información útil incluya frecuencias bajas.
- Las interferencias electromagnéticas deben ser consideradas en todas las aplicaciones electrónicas.
- El ruido intrínseco sólo es importante en aplicaciones en las que la información es de amplitud reducida y/o elevado ancho de banda.

La manera de contrarrestar los efectos del ruido sobre el sistema va a depender, de nuevo, de la procedencia del mismo. De esta manera tenemos que:

- Para ruido externo e interferencias se puede reducir mediante el uso de blindajes electrostáticos y/o magnéticos (según el campo predominante) o aplicando ciertas técnicas de diseño adecuadas a nuestro circuito.
- Para ruido interno o intrínseco se usarán métodos de filtrado y promediado de la señal. Estas técnicas sí pueden llegar a afectar a las prestaciones de nuestro sistema (ancho de banda).

En este último caso, un buen diseño y el empleo de componentes de bajo ruido también será fundamental para conseguir nuestro objetivo.

### 2.2.2. Ruido intrínseco

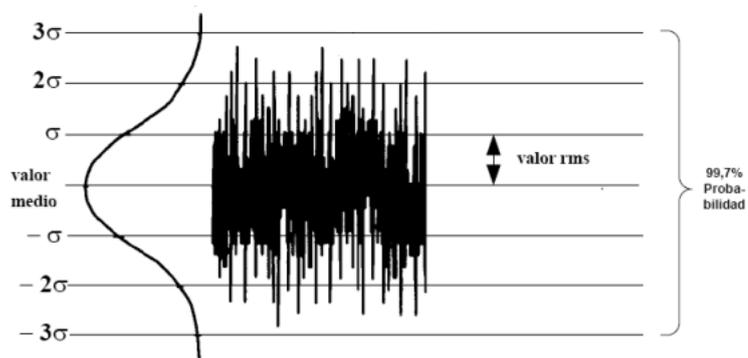
Aunque todos los ruidos externos acoplados a un circuito se pudiesen eliminar, siempre quedaría un nivel mínimo de ruido inherente al circuito, debido a fuentes internas. El ruido intrínseco se presenta en todos los componentes electrónicos.

Se trata de un fenómeno aleatorio, por lo tanto, se trata como un proceso estocástico. Cada una de las variables aleatorias del proceso tiene su propia función de distribución de probabilidad y pueden o no estar correlacionadas entre sí.

Los ruidos que se producen en un circuito electrónico se caracterizan por las siguientes propiedades:

- Su media y su varianza son independientes del tiempo al considerarse procesos estacionarios en sentido amplio.
- Su media es cero.
- Se considera, salvo excepciones, que las diferentes aportaciones de ruido son independientes y por tanto incorreladas.

Al ser un fenómeno aleatorio la manera correcta de tratarlo es de forma estadística. Los ruidos intrínsecos presentan una función de densidad de probabilidad gaussiana de media cero y desviación típica igual al valor eficaz de la amplitud del ruido ( $\sigma=VRMS$ ) tal y como se muestra en la figura 2.1.



**Figura 2.1.** Función densidad de probabilidad de ruido Gaussiano

#### 2.2.2.1. Expresiones utilizadas para cuantificar el ruido

Denotaremos por  $E_n$  al valor *RMS* de una tensión de ruido  $e_n(t)$  y por  $I_n$  al valor *RMS* de una corriente de ruido  $i_n(t)$ . Teniendo en cuenta esto, se definen las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} \text{Valor RMS de la señal de ruido} \Rightarrow E_n &= \left( \frac{1}{T} \int_0^T e_n^2(t) dt \right)^{1/2} \\ I_n &= \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_n^2(t) dt \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\begin{aligned} \text{Potencia de ruido } (R_L = 1\Omega) \Rightarrow P_n &= \frac{E_n^2}{R_L} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{e_n^2(t)}{R_L} dt \\ P_n &= I_n^2 R_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_n^2(t) R_L dt \end{aligned} \quad (2.2)$$

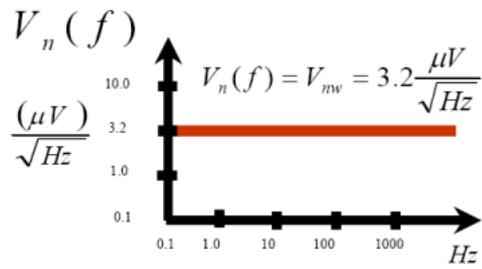
$$\begin{aligned} \text{Suma de ruidos incorreladas} \Rightarrow E_n &= \sqrt{E_{n_1}^2(t) + E_{n_2}^2(t)} \\ I_n &= \sqrt{I_{n_1}^2(t) + I_{n_2}^2(t)} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \text{Densidad espectral de potencia de ruido} \Rightarrow e_n^2(f) &= \frac{dE_n^2}{df} \left( \frac{V^2}{\text{Hz}} \right) \\ i_n^2(f) &= \frac{dI_n^2}{df} \left( \frac{A^2}{\text{Hz}} \right) \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\text{Ancho de banda equivalente de ruido} \Rightarrow B_n = \frac{\int_0^{+\infty} |H(f)|^2 df}{|H(0)|^2} \quad (2.5)$$

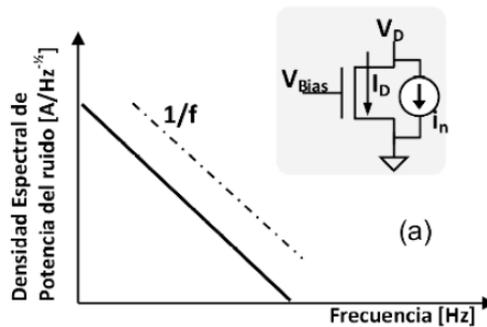
#### 2.2.2.2. Tipos de ruido según su densidad espectral

- *Ruido blanco*: la densidad de potencia no depende de la frecuencia.



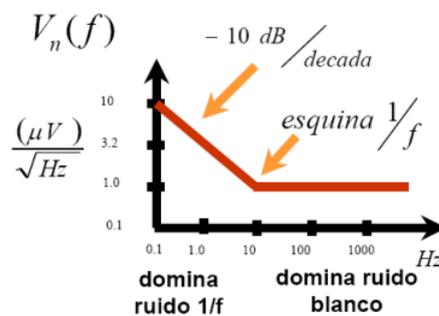
**Figura 2.2.** Densidad espectral de ruido blanco.

- *Ruido rosa:* la densidad de potencia es inversamente proporcional a la frecuencia. Se trata de un ruido de baja frecuencia.



**Figura 2.3.** Ruido de baja frecuencia de un transistor típico.

Las fuentes de ruido se superponen, de manera que la densidad espectral refleja tanto el ruido en baja frecuencia como el ruido blanco. Esto se puede apreciar en la figura 2.4.



**Figura 2.4.** Densidad espectral de ruido rosa.

### 2.2.2.3. Tipos de ruido intrínseco

- *Ruido térmico o Johnson:* Este tipo de ruido proviene de la agitación térmica de los electrones en el interior de las resistencias. Este efecto impone un nivel mínimo de

ruido en los circuitos. La distribución en frecuencia de la potencia de ruido térmico es uniforme. Es lo que se ha denominado ruido blanco [7].

El ruido térmico responde a la siguiente expresión:

$$V_{N_t} = \sqrt{4kTBR} \text{ (V)} ; I_{N_t} = \sqrt{\frac{4kTB}{R}} \text{ (A)} \quad (2.6)$$

Donde:

- $k$ : constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ ).
- $T$ : temperatura en Kelvin.
- $B$ : ancho de banda equivalente en Hz.
- $R$ : valor de la resistencia en  $\Omega$ .

Por otro lado, la densidad espectral de potencia de ruido térmico será:

$$v_{N_t}^2 = 4kTR \text{ (V}^2/\text{Hz)} \quad (2.7)$$

- *Ruido shot*: está asociado al paso de corriente a través de una barrera de potencial, tal y como puede ocurrir en los dispositivos semiconductores. Se debe a las fluctuaciones de corriente producidas por la generación y difusión aleatorias de portadores de carga [7]. También es considerado ruido blanco. Las expresiones del valor *RMS* y de la densidad espectral de potencia son las mostradas en (2.8) y (2.9) respectivamente.

$$I_{N_{sh}} = \sqrt{2qI_{DC}B} \text{ (A)} \quad (2.8)$$

$$i_{N_{sh}}^2 = 2qI_{DC} \text{ (A}^2/\text{Hz)} \quad (2.9)$$

Donde:

- $q$ : carga del electrón ( $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ).
  - $I_{DC}$ : valor medio de la corriente que atraviesa la barrera de potencial en amperios.
  - $B$  ancho de banda equivalente en Hz.
- *Ruido de contacto (ruido en exceso, 1/f ó flicker)*: el ruido de contacto se debe a las variaciones de la conductividad que se producen en los contactos imperfectos entre dos materiales, como por ejemplo en los interruptores o en los contactos de un relé [7]. También sucede en las uniones entre semiconductores, entre un semiconductor y un conductor, o en los contactos entre pista y soldadura. Su densidad espectral de potencia vale:

$$i_{N_{1/f}}^2 = K \frac{I_{DC}^2}{f} \text{ (A}^2/\text{Hz)} \quad (2.10)$$

Donde:

- $I_{DC}$ : corriente media que atraviesa la unión en amperios.
- $K$ : es una constante que depende del tipo de material y su geometría.
- $f$ : frecuencia en hercios.
- $B$ : ancho de banda equivalente en hercios.

Las características del ruido de contacto, o como también se le denomina, ruido en exceso,  $1/f$  ó *flicker*, son las siguientes:

- Es directamente proporcional al valor de la corriente que atraviesa la unión.
- La densidad de potencia es inversamente proporcional al valor de la frecuencia.
- Tiene una distribución de amplitudes gaussiana.
- Su valor depende de las características del dispositivo marcadas por el proceso de fabricación.
- Debido a su característica  $1/f$ , el valor del ruido de contacto en bajas frecuencias puede llegar a ser muy alto, llegando a ser dominante en aplicaciones de baja frecuencia.

Este tipo de ruido es el que más se ciñe, junto con las interferencias externas, a las condiciones de la aplicación que se trata en este trabajo ya que la señal que se pretende medir es una señal continua.

- *Ruido popcorn*: se debe a defectos en la fabricación y puede ser eliminado mejorando dichos procesos de fabricación. Lo causan defectos en las uniones, normalmente impurezas metálicas, en dispositivos semiconductores. Este tipo de ruido provoca cambios discretos de nivel.

La densidad de potencia del ruido *popcorn* tiene una dependencia con la frecuencia del tipo  $1/f^n$ , donde  $n$  es típicamente 2.

#### 2.2.2.4. Relación señal-ruido

Es la característica principal que especifica la calidad de una señal en presencia de ruido. Se define como el cociente en dB's de la potencia de la señal ( $E_s^2$ ) entre la potencia de ruido ( $E_n^2$ ), o como el cociente en dB's (puede ser tensión o corriente) del valor *rms* de la señal entre el valor *rms* del ruido.

$$SNR = 10 \log \frac{E_s^2}{E_n^2} = 20 \log \frac{E_s}{E_n} \quad (dB) \quad (2.11)$$

Si el valor de la *SNR* es bajo significa que va a ser difícil diferenciar la señal válida del ruido. Si, por el contrario, el valor de la *SNR* es alto, significa que vamos a poder distinguir fácilmente la información del ruido.

Hay tres maneras de aumentar la relación señal-ruido:

- Aumentando el nivel de la señal de interés.
- Disminuyendo el nivel de ruido.
- Disminuyendo el ancho de banda del circuito.

### **2.2.3. Ruido por interferencias electromagnéticas**

Este apartado está dirigido a las fuentes de ruido externas que pueden afectar a un sistema sin pertenecer a él, o incluso las interferencias que una parte del sistema puede ejercer sobre otras.

A medida que avanza la tecnología los circuitos y sistemas son cada vez más numerosos y sofisticados, de manera que va aumentando el número de dispositivos y en su fabricación se emplean niveles de integración cada vez mayores. Es decir, que nuestro entorno está cada vez más poblado de dispositivos capaces de generar interferencias y a su vez, estos dispositivos, cada vez integran un número mayor de componentes y pistas en espacios cada vez más reducidos, lo cual aumenta también las posibilidades de que se produzcan interferencias entre los mismos.

Este tipo de interferencias son las que vamos a intentar simular en la aplicación para comprobar el nivel de inmunidad del sistema frente a ellas. Por ese motivo, se lleva a cabo en este apartado una breve descripción de los tipos de interferencias electromagnéticas que nos podemos encontrar.

#### **2.2.3.1. Acoplo por radiación electromagnética**

En este apartado vamos a tratar los tres tipos de fuente de acoplamiento que son considerados:

- Acoplamiento eléctrico o capacitivo.
- Acoplamiento magnético o inductivo.
- Acoplamiento electromagnético o por radiación.

Los dos primeros son aplicables al análisis en campo cercano, en el cual los campos eléctrico y magnético se consideran por separado.

Cuando el análisis se realiza en el campo lejano, entonces trataremos los campos eléctrico y magnético juntos, es decir, como campo electromagnético, que se corresponde al tercer tipo de fuente considerada.

Resumiendo, tenemos los siguientes conceptos:

- *Campo lejano*: el campo eléctrico y magnético se estudian como un todo. Las interferencias producidas se consideran debidas a radiaciones electromagnéticas.

- *Campo cercano*: los campos eléctrico y magnético se estudian por separado.
  - Acoplo capacitivo: campo eléctrico.
  - Acoplo inductivo: campo magnético.
- Señales de baja frecuencia producen interferencias de campo cercano. A la distancia a la que se considera campo lejano, la potencia de ruido que llega al receptor es despreciable.
- Las interferencias de campo lejano se producen por señales de alta frecuencia. El acoplo electromagnético de interferencias es conocido como acoplo de alta frecuencia.

Sólo mencionaremos el modelo de baja frecuencia que se aplica cuando el tamaño de los circuitos, así como la distancia entre ellos, es mucho menor que el valor de la longitud de onda.

### ***Modelo de baja frecuencia***

En el modelo de baja frecuencia, el acoplamiento eléctrico generado por la tensión de un conductor sobre otro se modela mediante una capacidad parásita, mientras que el acoplo magnético debido a la corriente por un conductor se modela mediante una inductancia mutua.

Según lo dicho, se van a tener diferentes modelos en función del tipo de acoplo. La terminología usada para designarlos dependerá de si nos encontramos en campo cercano o campo lejano. En resumen, tendremos:

- Acoplo en modo común (campo lejano)  $\Leftrightarrow$  Acoplo eléctrico o capacitivo (campo cercano).
- Acoplo en modo diferencial (campo lejano)  $\Leftrightarrow$  Acoplo magnético o inductivo (campo cercano).

### ***Acoplo capacitivo y radiación en modo común***

En el modo común, el acoplamiento se produce sobre el bucle formado por las líneas de nuestro circuito y el plano de masa, a través de las diferentes impedancias de conexión del equipo a masa. En la figura 2.5 se muestra un esquema del acoplamiento radiado en modo común. Este acoplamiento puede provocar corrientes diferenciales internas para las que el equipo es susceptible. Alternativamente, las corrientes en modo común, las cuales circulan en la misma dirección por ambas líneas y en sentido contrario por el plano de masa, pueden ser generadas por las tensiones de ruido interno entre los puntos de

referencia de masa y la conexión del cable y ser responsables de emisiones radiadas hacia el exterior [8].

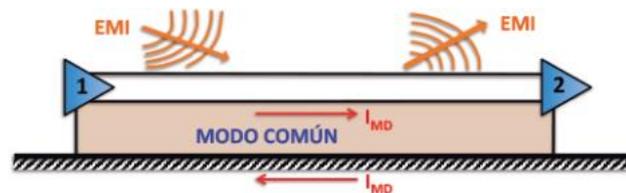


Figura 2.5. Acoplamiento radiado en modo común.

### ***Acoplo inductivo y radiación en modo diferencial***

En el modo diferencial, el acoplamiento se produce en el bucle formado por las líneas de señal del circuito. Del mismo modo, la radiación en modo diferencial parte de las corrientes en bucle de las líneas del sistema, tal y como podemos ver en la figura 2.6, en la que se muestra una representación del modo diferencial de acoplo y radiación.

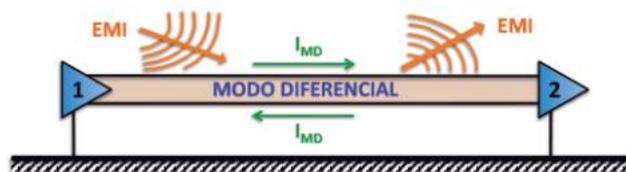


Figura 2.6. Acoplamiento radiado en modo diferencial.

### **2.2.3.2. Acoplo por impedancia común y acoplo conducido**

En este modo de acoplo la interferencia llega al receptor a través de un camino eléctrico (la fuente EMI y el receptor están eléctricamente conectados). Al variar el consumo por parte de la fuente se van a producir a su vez variaciones en las caídas de tensión en las impedancias de los cables. Estas variaciones de voltaje son vistas por el receptor. El consumo de la fuente EMI modifica la alimentación vista por el receptor.

Se usa el término "*por impedancia común*" cuando el acoplo se produce a través de las líneas de alimentación en corriente continua y líneas de señal.

El término "*acoplo conducido*" se utiliza para el acoplo a través de la red eléctrica de corriente alterna.

## 2.3. GALGAS EXTENSOMÉTRICAS

El sistema desarrollado tiene como aplicación la medida de peso. Para conseguir ese objetivo se hace uso de una célula de carga. En este apartado se van a revisar los conceptos de fuerza y deformación, así como la teoría concerniente a las galgas extensométricas usadas en las células de carga.

### 2.3.1. Concepto de fuerza y deformación

La medida de fuerzas permite obtener indirectamente el valor de magnitudes que son difíciles de medir directamente, como por ejemplo el peso, la presión o la cantidad de material contenida en un volumen.

El análisis de esfuerzos se basa en la relación entre el esfuerzo o fuerza que se aplica sobre un cuerpo y la deformación que sufre este como consecuencia de dicha fuerza.

Se denomina deformación unitaria (*strain*) a la deformación por unidad de longitud o cambio fraccional de longitud que experimenta el cuerpo cuando se le aplica una fuerza. La deformación unitaria se representa por  $\varepsilon$  y puede ser extensiva (positiva) o compresiva (negativa) [9]. Su expresión matemática es:

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l} \quad (2.12)$$

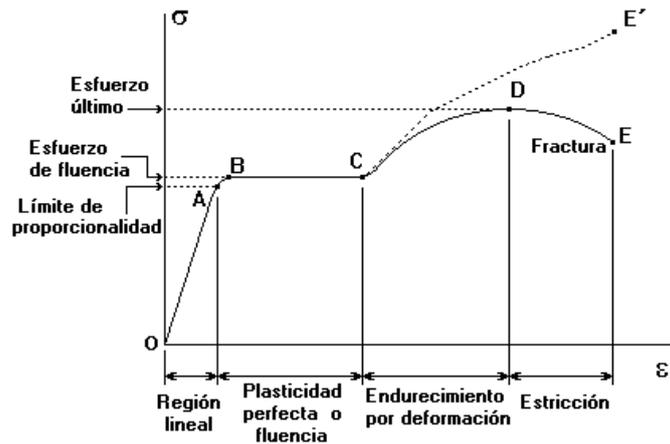
Es adimensional y se expresa en *microdeformaciones* ( $\mu\varepsilon$ ), donde:

$$1 \text{ microdeformación} = 1\mu\varepsilon = 10^{-6}\varepsilon$$

Se define el esfuerzo (stress) o tensión mecánica ( $\sigma$ ), como la fuerza por unidad de sección del cuerpo al que se aplica la fuerza [10]. Su expresión es:

$$\sigma = \frac{F}{A} \left[ \frac{N}{m^2} \right] \quad (2.13)$$

La relación entre la deformación y el esfuerzo viene dada en la gráfica de la figura 2.7:



**Figura 2.7.** Relación entre esfuerzo y deformación unitaria.

Hasta el límite de proporcionalidad la relación entre esfuerzo y deformación es aproximadamente lineal en algunos materiales. En la gráfica de la figura 2.7 se pueden ver otros dos puntos importantes. El primero es el que marca el *esfuerzo de fluencia* que es el punto en el que la deformación comienza a crecer rápidamente sin que se acompañe de un aumento del esfuerzo. Si se somete al material a un esfuerzo mayor que el de fluencia no recuperará su forma original, aunque desaparezca el esfuerzo.

El otro punto es el de *esfuerzo último*, el cual representa el máximo esfuerzo que se puede aplicar a un material antes de que se produzca la ruptura.

### 2.3.2. Ley de Hooke

La relación de la zona lineal de la gráfica de la figura 2.7 se describe mediante la *ley de Hooke*.

$$\sigma = E\varepsilon = E \frac{dl}{l} \quad (2.14)$$

donde  $E$  es el *módulo de elasticidad de Young* y representa la pendiente de la recta del intervalo lineal.

### 2.3.3. Coefficiente de Poisson

La ley de *Poisson* afirma que, en todo cuerpo, al producirse una deformación en la dirección de la fuerza aplicada (longitudinal), se produce a su vez un cambio en su sección (deformación transversal) [10]. El coeficiente de *Poisson* relaciona ambas deformaciones.

$$\mu = -\frac{\varepsilon_t}{\varepsilon_l} = -\frac{\frac{\Delta t}{t}}{\frac{\Delta l}{l}} \quad (2.15)$$

El coeficiente de *Poisson* se encuentra en el margen de (0,0.5) para la mayoría de los materiales, adoptando un valor típico en torno a 0.3.

### 2.3.4. Células de carga

Una célula de carga es un transductor diseñado específicamente para la medida de fuerzas. Las células de carga son piezas mecánicas con diferentes configuraciones, diseñadas de manera que el peso aplicado sobre ellas genere una deformación en algunas partes de su estructura mecánica. Esa deformación se va a trasladar a unas galgas extensométricas adheridas a la superficie de la célula de carga, de forma que va a variar la resistencia de estas, lo que se traduce en una señal eléctrica proporcional a la deformación producida por el peso [9].

### 2.3.5. Galgas extensométricas

Las galgas extensométricas son transductores de fuerza basados en la variación de la resistencia de un conductor o semiconductor cuando son sometidos a un esfuerzo mecánico. El cambio en la resistencia del material se debe a la variación de sus dimensiones y a la variación de la resistividad por el llamado *efecto piezorresistivo*. En las de tipo semiconductor el efecto *piezorresistivo* es la principal causa de la variación de la resistencia. Esa variación en la resistencia del material se expresa matemáticamente de la siguiente forma:

$$R = \rho \frac{l}{A} \Rightarrow \begin{cases} \rho \equiv \text{resistividad} \\ l \equiv \text{longitud} \\ A \equiv \text{sección} \end{cases} \Rightarrow \frac{dR}{dF} = \frac{d}{dF} \left( \rho \frac{l}{A} \right) = \frac{l}{A} \frac{d\rho}{dF} + \frac{\rho}{A} \frac{dl}{dF} - \left( \frac{\rho l}{A^2} \right) \frac{dA}{dF} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{1}{R} \frac{dR}{dF} = \frac{A}{\rho l} \left[ \frac{l}{A} \frac{d\rho}{dF} + \frac{\rho}{A} \frac{dl}{dF} - \left( \frac{\rho l}{A^2} \right) \frac{dA}{dF} \right] = \frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{dF} + \frac{1}{l} \frac{dL}{dF} - \frac{1}{A} \frac{dA}{dF} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dA}{A} = \frac{dl}{l} [1 + 2\mu + C(1 - 2\mu)] = \varepsilon_l \cdot K_l \Rightarrow \begin{cases} C \equiv \text{cte. de Bridgman} \\ K_l \equiv \text{factor de galga} \\ \mu \equiv \text{coef. de Poisson} \end{cases}$$

(2.16)

La constante de *Bridgman* tiene un valor aproximado de 1 en aleaciones metálicas y hasta 100 en semiconductores.

El *factor de sensibilidad de la galga* relaciona la deformación longitudinal de la galga y la variación de su resistencia. La expresión responde a una relación aproximadamente lineal dentro de un rango específico y es de la forma:

$$R_g = R_o(1 + K_l \cdot \varepsilon_l) \quad (2.17)$$

### 2.3.5.1. Factores de error

- *Tolerancia de Ro.*
- *Tolerancia del factor de galga y su coeficiente de temperatura.*
- *Sensibilidad transversal ( $K_t$ ):* se trata de la sensibilidad de la galga a deformaciones perpendiculares a su dirección de medida. Esta debe ser cero, aunque en la práctica no es así. Los fabricantes lo indican como un porcentaje de  $K_l$ .
- *Deformación aparente o salida térmica ( $\varepsilon_{Ap}$ ):* se refiere a los cambios en la resistencia de la galga por efecto de la temperatura como consecuencia de tres factores, el coeficiente de temperatura de la resistividad, la dilatación del sustrato de la galga y la dilatación de la pieza que soporta los esfuerzos.  
Para reducir este efecto se usan galgas compensadas para anular el coeficiente de dilatación del material de la pieza, o bien mediante disposiciones de medida con varias galgas.

## 2.4. TRANSFORMADA Y SERIES DE FOURIER

### 2.4.1. Serie de Fourier

La serie de *Fourier* consiste en la representación de señales periódicas mediante la combinación lineal de señales exponenciales complejas, continuas y discretas de la forma  $e^{j\omega t}$  y  $e^{j\omega n}$  respectivamente, relacionadas armónicamente.

#### 2.4.1.1. Señales continuas

Para el caso de señales continuas la expresión de la serie de *Fourier* y de sus coeficientes es la siguiente:

$$\text{Señales continuas} \left\{ \begin{array}{l} x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cdot e^{jk\omega_o t} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \cdot e^{jk\frac{2\pi}{T}t} \\ a_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot e^{-jk\omega_o t} \end{array} \right. \quad (2.18)$$

Los coeficientes  $a_k$  determinan el peso o la aportación de cada una de las exponenciales complejas en la señal  $x(t)$ .

La  $\omega_o$  es la pulsación fundamental y cada uno de los términos de la serie posee una pulsación, o frecuencia, múltiplo de la fundamental para  $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

La serie de *Fourier* puede expresarse también en forma de suma de senos y cosenos ponderados por coeficientes, tal y como se muestra a continuación:

$$\text{Señales continuas} \left\{ \begin{array}{l} x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cdot \cos(n\omega_0 t) + b_n \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \\ a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \\ b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) dt \end{array} \right. \quad (2.19)$$

Donde, al igual que antes,  $\omega_0 = 2\pi/T$  es la frecuencia angular fundamental y  $a_0, a_n$  y  $b_n$  son los coeficientes de *Fourier*.

La componente sinusoidal de frecuencia  $\omega_n = n\omega_0$  es el  $n$ -ésimo armónico de la función periódica.

Para que una señal continua periódica pueda ser representada mediante la serie de *Fourier* debe cumplir unas condiciones. Son las llamadas “condiciones de *Dirichlet*”, y son las siguientes:

1. Sobre cualquier periodo,  $x(t)$  debe ser absolutamente integrable.

$$\int_0^T |x(t)| dt < \infty \quad (2.20)$$

2. La variación de  $x(t)$  en cualquier intervalo finito de tiempo está acotada, es decir, que no hay más que un número finito de máximos y mínimos durante cualquier periodo de la señal.
3. En cualquier intervalo finito de tiempo hay sólo un número finito de discontinuidades. Además, cada una de estas discontinuidades debe ser finita.

#### 2.4.1.2. Señales discretas

Para el caso de señales discretas, las expresiones de la serie de *Fourier* y sus coeficientes son:

$$\text{Señales discretas} \left\{ \begin{array}{l} x[n] = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k \cdot e^{jk\omega_0 n} = \sum_{k=\langle N \rangle} a_k \cdot e^{jk\frac{2\pi}{N}n} \\ a_k = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] \cdot e^{-jk\omega_0 n} = \frac{1}{N} \sum_{n=\langle N \rangle} x[n] \cdot e^{-jk\frac{2\pi}{N}n} \end{array} \right. \quad (2.21)$$

donde  $N$  es el periodo fundamental.

En el caso de la serie de *Fourier* para señales periódicas discretas no hay condiciones de convergencia ya que se trata de un sumatorio finito.

### 2.4.2. Transformada de *Fourier* para señales continuas aperiódicas

En el apartado 2.4.1 se vio que es posible representar señales periódicas mediante la combinación de señales simples, como son las exponenciales complejas, los senos y los cosenos. Sin embargo, nada se dijo de las señales aperiódicas.

La transformada de *Fourier* da respuesta a esa necesidad, de manera que permite expresar señales aperiódicas como una combinación lineal de exponenciales complejas. En el caso de las señales periódicas, las exponenciales complejas ocurren en un conjunto discreto ( $k\omega_0$ ) de frecuencias múltiplo de la fundamental. En el caso de las señales aperiódicas, las exponenciales complejas ocurren en una sucesión continua de frecuencias. La expresión de la transformada de *Fourier* es:

$$\text{Ecuación de análisis} \Rightarrow X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.22)$$

La transformada inversa de *Fourier* tiene la forma:

$$\text{Ecuación de síntesis} \Rightarrow x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (2.23)$$

La transformada  $X(j\omega)$  de una señal aperiódica  $x(t)$  se conoce como el espectro en frecuencia de  $x(t)$ , ya que proporciona la información necesaria para expresar la señal  $x(t)$  como una combinación lineal de señales senoidales a diferentes frecuencias.

Al igual que ocurría con las señales continuas periódicas, para las señales aperiódicas se deben cumplir ciertas condiciones para que la transformada de *Fourier* converja y que sea igual a la señal  $x(t)$  en cualquier instante de tiempo excepto en una discontinuidad, donde será igual al promedio de los valores en cualquier lado de la discontinuidad.

Estas condiciones, también conocidas como de *Dirichlet* son:

1.  $x(t)$  debe ser absolutamente integrable.

$$\int_0^T |x(t)| dt < \infty \quad (2.24)$$

2.  $x(t)$  debe tener un número finito de máximos y mínimos dentro de cualquier intervalo finito.
3. Dentro de cualquier intervalo finito  $x(t)$  debe tener un número finito de discontinuidades. Además, cada una de estas discontinuidades debe ser finita.

### 2.4.3. Transformada de Fourier para señales continuas periódicas

Es posible construir la transformada de *Fourier* de una señal periódica continua a partir de su representación en serie de *Fourier*. El resultado es un tren de impulsos en el dominio de la frecuencia cuyas áreas son proporcionales a los coeficientes de la serie de *Fourier*.

Partimos de una señal  $x(t)$  con transformada de *Fourier*  $X(j\omega)$  que consiste en un solo impulso de área  $2\pi$  en  $\omega = \omega_0$ .

$$X(j\omega) = 2\pi\delta(\omega - \omega_0)$$

Si hacemos la transformada inversa obtenemos:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} 2\pi\delta(\omega - \omega_0)e^{j\omega t} d\omega = e^{j\omega_0 t}$$

Si ahora suponemos que  $X(j\omega)$  se trata de una señal formada por la combinación lineal de impulsos igualmente espaciados en frecuencia:

$$X(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2\pi a_k \delta(\omega - k\omega_0) \quad (2.25)$$

Si aplicamos de nuevo la transformada inversa, nos queda:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k e^{jk\omega_0 t}$$

Expresión que corresponde a la serie de *Fourier* de una señal continua periódica (expresión (2.19)), por lo que la transformada de *Fourier* de una señal continua periódica con coeficientes  $a_k$  se puede representar como un tren de impulsos a las frecuencias múltiplo de la fundamental y cuyas áreas son  $2\pi a_k$ .

### 2.4.4. Transformada de Fourier para señales discretas aperiódicas

Al igual que en el caso de las señales continuas, la transformada de *Fourier* para señales discretas permite la representación de este tipo de señales en el caso de que sean aperiódicas y no puedan expresarse mediante la serie de *Fourier*.

Las ecuaciones que expresan tanto la transformada de *Fourier* como la transformada inversa de *Fourier* para el caso de señales discretas aperiódicas son:

$$\text{Ecuación de análisis} \Rightarrow X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n]e^{-j\omega n} \quad (2.26)$$

$$\text{Ecuación de síntesis} \Rightarrow x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (2.27)$$

Las ecuaciones indican como una señal discreta aperiódica puede expresarse como una combinación lineal de exponenciales complejas infinitesimalmente cercanas en frecuencia, por lo que la transformada  $X(e^{j\omega})$  se denomina el espectro de  $x[n]$ .

Las transformadas de *Fourier* en tiempo continuo y discreto tienen muchas similitudes, pero también tienen diferencias. Dos de ellas son la periodicidad de la transformada discreta y el intervalo finito de integración en la ecuación de síntesis.

Estas diferencias provienen del hecho de que las exponenciales complejas en tiempo discreto que difieren en una frecuencia de  $2\pi$  son idénticas, es decir, son periódicas en frecuencia con un periodo de  $2\pi$ . Por ese motivo la ecuación de síntesis se integra sólo en el intervalo de frecuencia en el que se producen distintas exponenciales complejas.

En cuanto a los problemas de convergencia, se van a dar únicamente en la ecuación de análisis ya que el sumatorio es infinito. De forma que la ecuación convergerá si  $x[n]$  es absolutamente sumable:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} |x[n]| < \infty \quad (2.28)$$

En cuanto a la ecuación de síntesis, al estar acotada la integral a un intervalo finito no va a haber en general problemas de convergencia.

#### **2.4.5. Transformada de *Fourier* para señales discretas periódicas**

De forma análoga al caso continuo, se puede afirmar que para las señales discretas periódicas se puede construir su transformada de *Fourier* a partir de su representación en serie de *Fourier* y va a consistir, al igual que antes, de un tren de impulsos en cada una de las frecuencias relacionadas armónicamente y cuyas áreas serán proporcionales a los coeficientes de la serie de *Fourier*.

Sin embargo, en este caso debemos tener en cuenta la periodicidad en frecuencia de las señales discretas, de manera que el tren de impulsos resultante se va a repetir cada intervalo de frecuencia igual a  $2\pi$ .

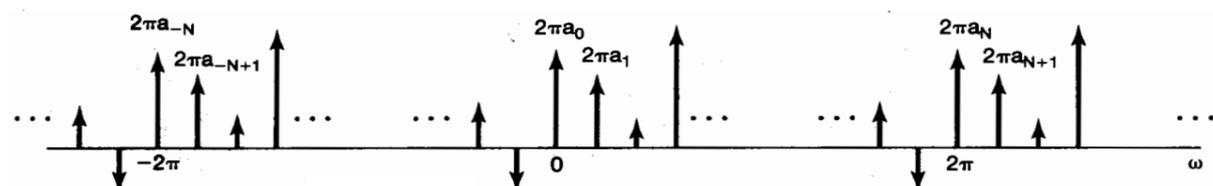
Si la señal tiene una representación en serie de *Fourier*:

$$x[n] = \sum_{k \in \langle N \rangle} a_k \cdot e^{jk \frac{2\pi}{N} n}$$

Su transformada de *Fourier* quedará:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2\pi a_k \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{N}\right) \quad (2.29)$$

Lo que significa que una señal discreta periódica puede construirse a partir de los coeficientes de su serie de *Fourier*.



**Figura 2.8.** Transformada de *Fourier* de la señal de la ecuación (2.30).

## 2.5. FILTROS IIR Y FIR

Se va a tratar de forma muy breve los filtros digitales del tipo IIR y FIR. La razón por la que se toca de pasada este tema se debe a que en el interior del ADA2200 se encuentran dos filtros, uno de tipo FIR paso-bajo y otro de tipo IIR paso-banda. Se pretende únicamente dar una pequeña idea de la estructura de este tipo de filtros ya que aparecen en el desarrollo del proyecto.

### 2.5.1. Filtros FIR (Respuesta Finita al Impulso)

Los filtros FIR son aquellos cuya respuesta al impulso cae a cero tras un intervalo de tiempo finito ante la ausencia de entrada. Es decir, si en un instante de tiempo determinado se aplica un impulso a la entrada, solo un impulso, y después se hace nula la entrada, la salida será nula tras un intervalo de tiempo finito. Por este motivo, los filtros FIR se denominan de *Respuesta al Impulso Finita*. Estos filtros se caracterizan por ser sistemas no recursivos, en los que la salida depende de la entrada en ese instante y en instantes anteriores.

Un filtro FIR de orden  $(M+1)$  se describe mediante la ecuación en diferencias:

$$y[n] = a_0 x[n] + a_1 x[n-1] + a_2 x[n-2] + \dots + a_M x[n-M] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow y[n] = \sum_{k=0}^M a_k x[n-k] \quad (2.30)$$

donde la secuencia  $a_k$  son los coeficientes del filtro. A partir de esta ecuación en diferencias puede obtenerse la función de transferencia del filtro en el dominio de  $Z$ :

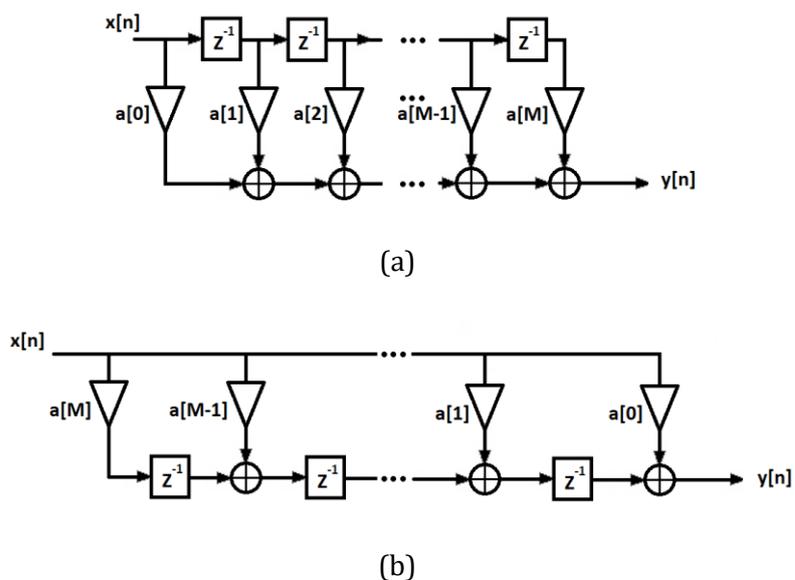
$$Y(z) = X(z)[a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_Mz^{-M}] = X(z) \sum_{k=0}^M a_kz^{-k}$$

$$H[z] = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{k=0}^M a_kz^{-k} \quad (2.31)$$

En este tipo de filtrado no existe retroalimentación. Algunas de las características de este tipo de filtros son las siguientes:

1. Los filtros FIR se pueden diseñar para tener fase lineal.
2. Siempre son estables debido a que únicamente presentan ceros en el plano complejo.
3. No hay problemas de errores por desbordamiento ya que la suma de productos en un filtro FIR contiene un conjunto finito de datos.
4. La salida siempre es una combinación lineal de los valores presentes y pasados de la señal de entrada.
5. Su respuesta al impulso coincide con sus coeficientes.
6. Tiene memoria finita.
7. Son fáciles de implementar.

En la figura 2.9 se muestra la implementación con estructura directa y con estructura directa transpuesta.



**Figura 2.9.** Estructuras filtros FIR: (a) Estructura directa. (b) Estructura directa transpuesta.

Estas dos estructuras son las dos más comunes, pero existen infinitas estructuras.

### 2.5.2. Filtros IIR (Respuesta Infinita al Impulso)

Un filtro IIR es un filtro digital que tiene una respuesta infinita al impulso y que se caracteriza por tener una retroalimentación de la señal de salida. En estos filtros la salida se calcula añadiendo la suma de las salidas pasadas con la suma de las entradas pasadas y actuales. Por esta razón, a este tipo de filtros se les denomina recursivos.

La recursividad proporciona la ventaja de poder diseñar estos filtros usando muy pocos coeficientes. La desventaja reside en que pueden ser inestables.

La ecuación general en diferencias que caracteriza a los filtros IIR es:

$$y[n] = b_0 x[n] + b_1 x[n - 1] + \dots + b_M x[n - M] - [a_0 y[n] + a_1 y[n - 1] + \dots + a_N y[n - N]]$$

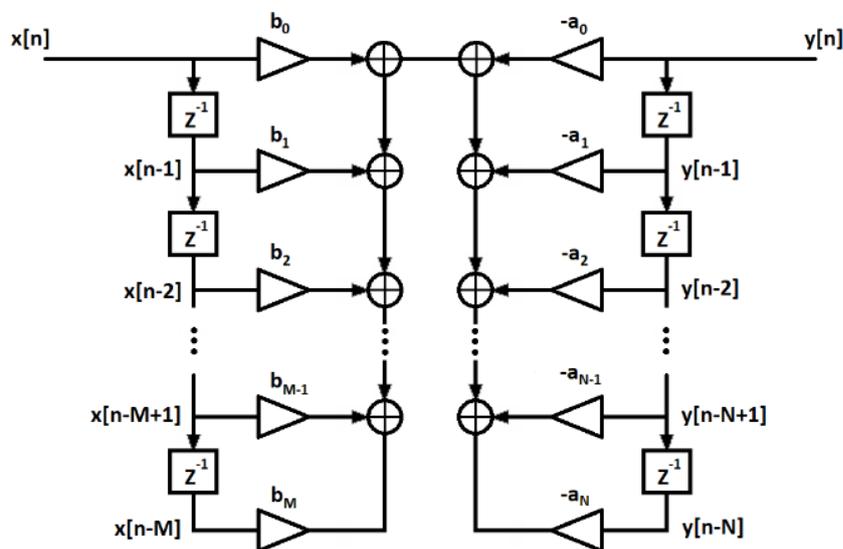
$$y[n] = \sum_{j=0}^M b_j x[n - j] - \sum_{i=1}^N a_i y[n - i] \quad (2.32)$$

La función de transferencia del filtro en el dominio Z es:

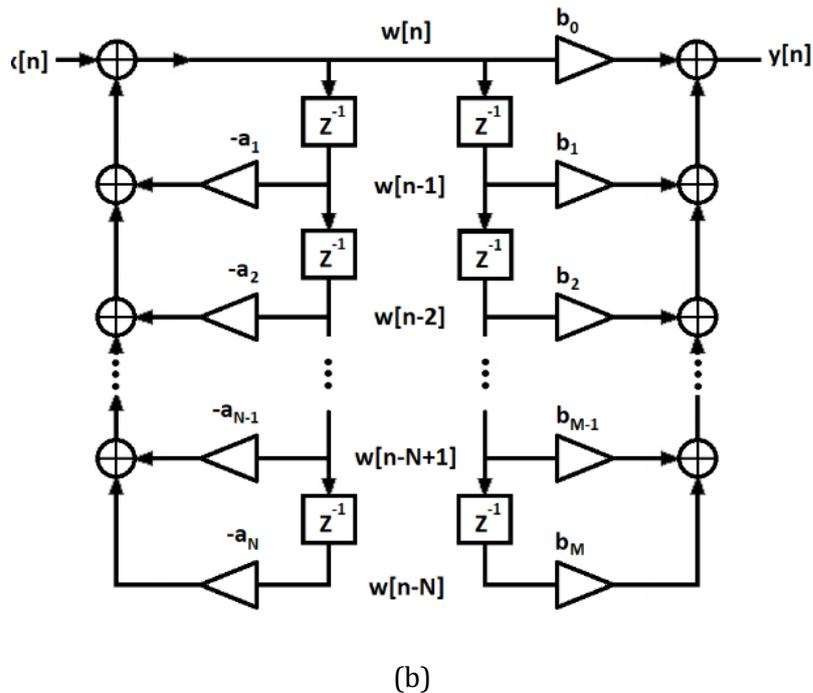
$$Y(z) = X(z) \sum_{j=0}^M b_j z^{-j} - Y(z) \sum_{i=0}^N a_i z^{-i} \Rightarrow Y(z) \left[ 1 + \sum_{i=0}^N a_i z^{-i} \right] = X(z) \sum_{j=0}^M b_j z^{-j}$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{j=0}^M b_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=0}^N a_i z^{-i}} \quad (2.33)$$

A partir de la ecuación en diferencias y la función de transferencia se obtiene el esquema del filtro. En la figura 2.10 se presentan dos de las estructuras usadas para este tipo de filtros.



(a)



**Figura 2.10.** Estructuras filtros IIR: (a) Estructura 1 filtro IIR. (b) Estructura 2 filtro IIR.

Existen diferentes métodos de diseño para los filtros IIR. El ADA2200 permite la programación de los coeficientes del filtro IIR de manera que es posible modificar las características del mismo.

## 2.6. MUESTREO

La causa por la que se estudia brevemente la teoría del muestreo se debe a que el ADA2200 trabaja con señales muestreadas. La señal de entrada al dispositivo es muestreada y posteriormente diezmada antes de ingresar en el mezclador. Una vez ahí, el proceso de demodulación llevado a cabo se basa en el muestreo y retención. El análisis en frecuencia realizado en torno al funcionamiento del mezclador, llevado a cabo en el apartado 3.1.5.5 del presente trabajo, se basa en la teoría del muestreo de señales. Por ello, se estudian en este apartado los conceptos teóricos relativos al muestreo, al submuestreo y al proceso de diezmado de señales muestreadas.

### 2.6.1. Teorema del muestreo

Se sabe que, para ciertas condiciones, una señal continua puede ser representada y reconstruida a partir de una serie de muestras periódicas en el tiempo. Esta propiedad nos permite representar una señal continua mediante una discreta. Para que esto sea posible se debe cumplir el teorema del muestreo.

El muestreo de una señal continua se representa mediante un tren de impulsos periódicos multiplicado por la señal continua que deseamos muestrear. Es lo que se conoce como *muestreo por tren de impulsos* [11] y se representa mediante la expresión:

$$x_p(t) = x(t) \cdot p(t) \quad (2.34)$$

con

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.35)$$

donde:

- $x(t) \equiv$  *señal continua a muestrear*
- $p(t) \equiv$  *tren de impulsos periódico o función de muestreo*
- $x_p(t) \equiv$  *señal muestreada*
- $T \equiv$  *periodo de muestreo*
- $\omega_s = \frac{1}{T} \equiv$  *frecuencia de muestreo*

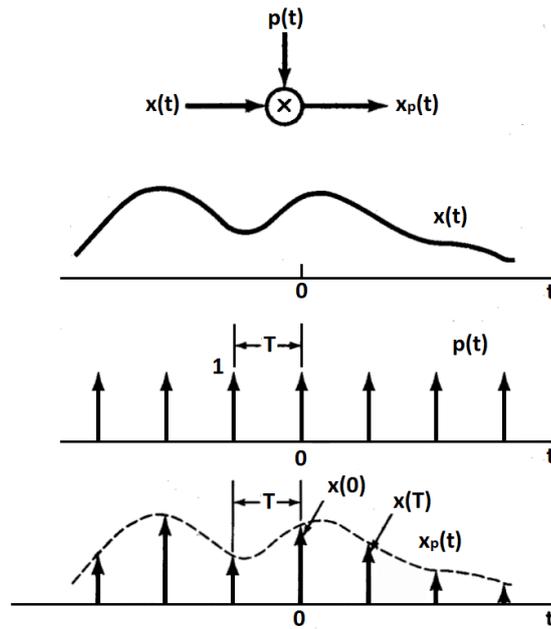
Cuando se multiplica una señal  $x(t)$  por un impulso unitario se obtiene el valor de la señal en el punto en el que se localiza el impulso.

$$x(t) \cdot \delta(t - t_0) = x(t_0) \cdot \delta(t - t_0)$$

Por lo tanto, aplicando esto a la ecuación (2.34) y sustituyendo (2.35) en esta, obtenemos:

$$x_p(t) = x(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \cdot \delta(t - nT) \quad (2.36)$$

En la ecuación (2.36) se puede apreciar que  $x_p(t)$  es un tren de impulsos localizados de forma periódica en el tiempo y cuya amplitud es igual al valor de  $x(t)$  en esos instantes.



**Figura 2.11.** Muestreo con tren de impulsos.

En el dominio de la frecuencia, mediante la transformada de *Fourier*, un tren de impulsos tiene la siguiente expresión:

$$P(j\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \quad (2.37)$$

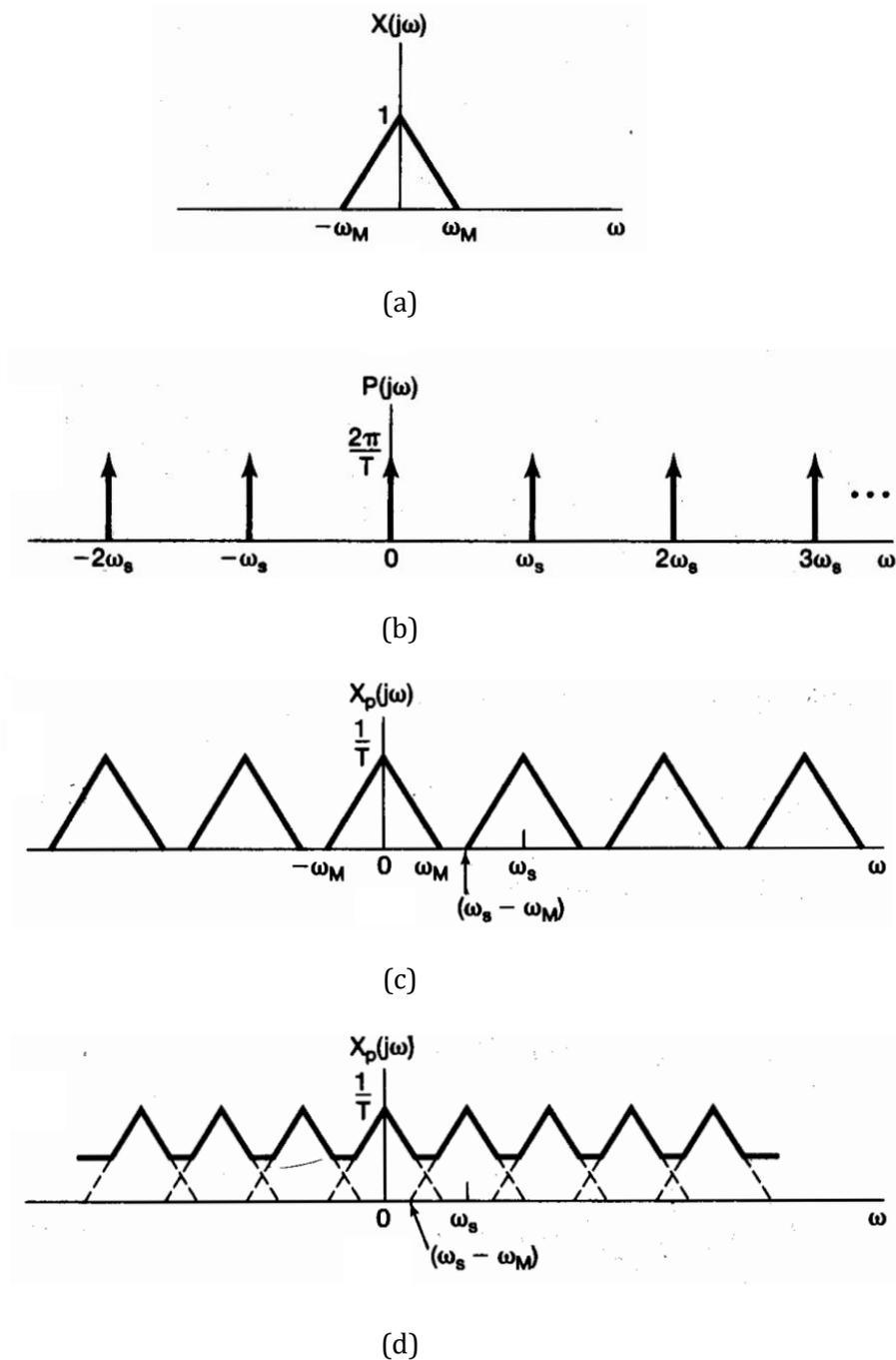
La transformada de *Fourier* de la expresión (2.34) es la convolución en frecuencia de las señales  $X(j\omega)$  y  $P(j\omega)$ .

$$X_p(j\omega) = \frac{1}{2\pi} [X(j\omega) * P(j\omega)] \quad (2.38)$$

La convolución con un impulso da como resultado la misma señal desplazada en frecuencia a donde se encuentra el impulso.

$$X_p(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j(\omega - k\omega_s)) \quad (2.39)$$

Por lo tanto,  $X_p(j\omega)$  es una señal periódica en frecuencia que consiste en réplicas de  $X(j\omega)$  desplazadas y escaladas a  $1/T$ . En la figura 2.12 se muestra lo expresado en las ecuaciones (2.37) y (2.39).



**Figura 2.12.** Muestreo en el dominio de la frecuencia: (a) Espectro de la señal continua  $x(t)$ ; (b) Espectro del tren de impulsos  $p(t)$ ; (c) Espectro de la señal muestreada  $x_p(t)$ ; (d) Espectro de la señal muestreada cuando se produce aliasing.

En la figura 2.12 se visualiza el muestreo en el dominio de la frecuencia. Como se comentó,  $X_p(j\omega)$  consiste en una serie de copias de  $X(j\omega)$  espaciadas en múltiplos de la frecuencia de muestreo  $\omega_s$ .

En la figura 2.12 (c)  $\omega_M < \omega_s - \omega_M$ , es decir,  $\omega_s > 2\omega_M$  y por lo tanto no existe traslape entre espectros consecutivos. Sin embargo, en la figura 2.12 (d)  $\omega_M > \omega_s - \omega_M$ , es decir,  $\omega_s < 2\omega_M$ , por lo que se produce un traslape entre espectros consecutivos, lo que significa que la señal se modifica aparentando ser otra señal diferente a la original. A este efecto se le denomina *aliasing*.

Esta condición para que no se produzca traslape entre espectros es la que determina el teorema del muestreo que se puede enunciar del siguiente modo [11]:

Sea  $x(t)$  una señal de banda limitada con  $X(j\omega) = 0$  para  $|\omega| > \omega_M$ , entonces  $x(t)$  se determina de forma inequívoca mediante sus muestras  $x(nT)$  con  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ , si

$$\omega_s > 2\omega_M \quad (2.40)$$

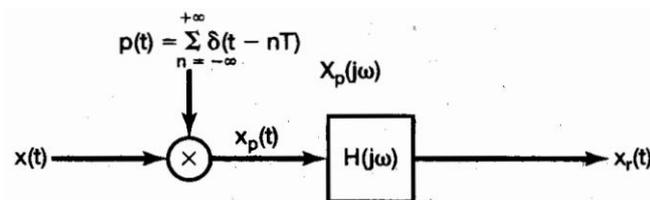
donde

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T} \quad (2.41)$$

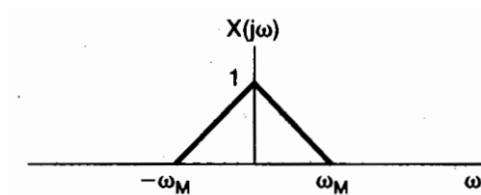
y  $\omega_M$  se conoce como la *frecuencia de Nyquist*.

A partir de estas muestras es posible reconstruir  $x(t)$  generando un tren de impulsos periódicos cuyas amplitudes serán igual al valor de  $x(t)$  en dichos instantes ponderadas por  $1/T$ . Si procesamos esta serie de impulsos a través de un filtro paso bajo ideal con ganancia  $T$  cuya frecuencia de corte sea mayor que  $\omega_M$  y menor que  $(\omega_s - \omega_M)$ , entonces obtendremos una señal a la salida que será exactamente igual a  $x(t)$ .

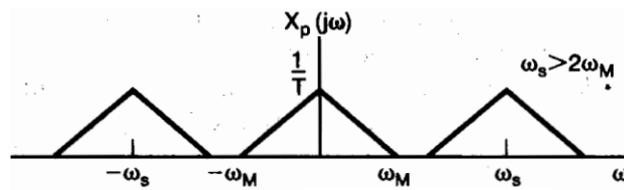
Por lo tanto, si el teorema del muestreo se cumple, la manera de recuperar la señal original es mediante un filtro paso bajo ideal, tal y como se muestra en la figura 2.13.



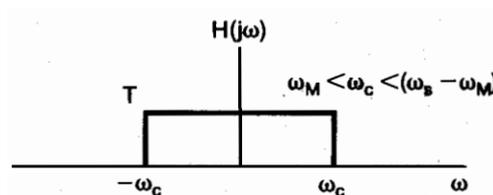
(a)



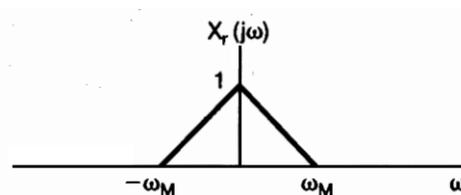
(b)



(c)



(d)



(e)

**Figura 2.13.** Recuperación de una señal continua a partir de sus muestras.

En la figura 2.13 (b) se muestra el espectro de la señal original. La señal se muestrea mediante un tren de impulsos, como se observa en el diagrama de la figura 2.13 (a), obteniéndose el espectro de la señal muestreada de la figura 2.13 (c), el cual consiste en copias del espectro original situadas en múltiplos de la frecuencia de muestreo  $\omega_s$ . En la figura 2.14 (d) se visualiza la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo ideal. La frecuencia de corte debe situarse entre la frecuencia máxima del espectro de la señal de interés y la diferencia entre  $\omega_s$  y  $\omega_M$ , que corresponde al extremo inferior de la imagen del espectro de la señal centrada en  $\omega_s$ . La figura 2.14 (e) muestra la salida filtrada que es idéntica a la señal de origen. La expresión matemática que expresa la reconstrucción ideal de una señal continua muestreada que cumple el teorema del muestreo es la siguiente:

$$x_r(t) = x_p(t) * h(t)$$

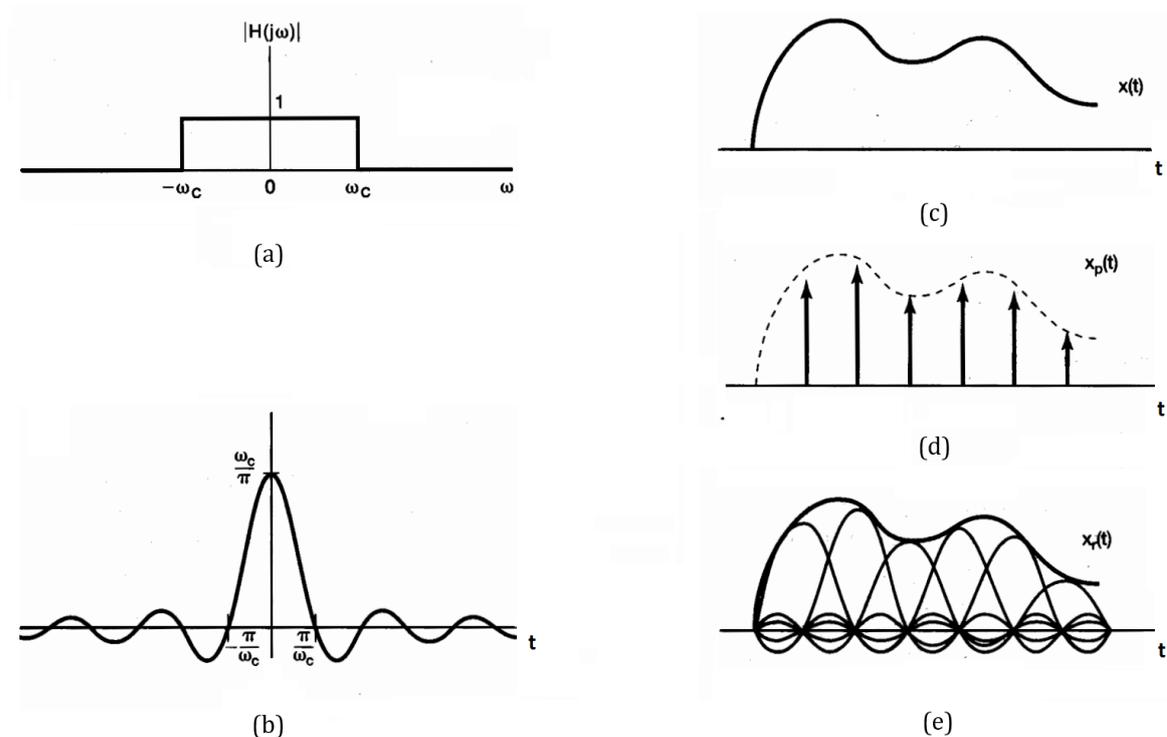
Donde  $x_r(t)$  es la señal reconstruida,  $x_p(t)$  es la señal muestreada (expresión (2.36)) y  $h(t)$  es la respuesta del filtro paso bajo ideal  $\left(\frac{\omega_c \cdot T \cdot \text{sen}(\omega_c \cdot t)}{\pi \cdot \omega_c \cdot t}\right)$ . Entonces tendremos:

$$\begin{aligned}
 x_r(t) &= x_p(t) * h(t) = \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \cdot \delta(t - nT) \right] * h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \cdot h(t - nT) = \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \cdot \frac{\omega_c \cdot T \cdot \text{sen}(\omega_c(t - nT))}{\pi \cdot \omega_c(t - nT)} \\
 x_r(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \cdot \frac{\omega_c \cdot T \cdot \text{sen}(\omega_c(t - nT))}{\pi \cdot \omega_c(t - nT)} \quad (2.42)
 \end{aligned}$$

donde se ha tomado  $\omega_c = \omega_s/2$ .

Esta expresión para la reconstrucción de una señal continua se la conoce como *interpolación de banda limitada*, ya que mediante esta se consigue la reconstrucción exacta de la señal continua siempre que sea de banda limitada y cumpla el teorema del muestreo.

La función temporal de un filtro paso bajo ideal es una función *sinc*, cuya representación se muestra en la figura 2.14 (b). En esa misma figura se representa la sustitución de las muestras de  $x_p(t)$  por funciones *sinc* superpuestas y ponderadas al valor de la muestra correspondiente en cada instante, tal y como expresa la ecuación (2.42).

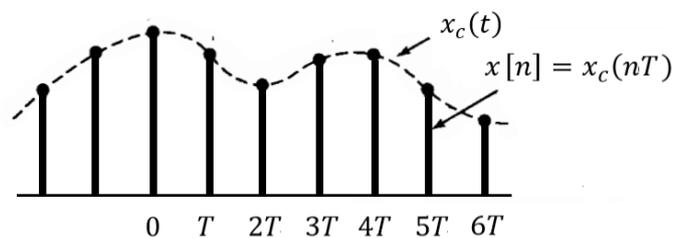


**Figura 2.14.** Filtro ideal e interpolación ideal: (a) Respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo ideal; (b) Función en el tiempo del filtro paso-bajo ideal; (c) Señal continua  $x(t)$  a muestrear; (d) Muestreo de la señal continua  $x(t)$ ; (e) Interpolación ideal de banda limitada en la que el tren de impulsos es sustituido por la superposición de funciones *sinc*.

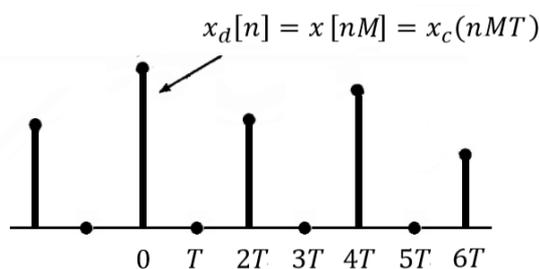
Sin embargo, la respuesta del filtro ideal es imposible de obtener, por lo que habrá que aproximarse a esa respuesta lo máximo posible en función de las necesidades de la aplicación que se esté implementando.

### 2.6.2. Diezmado en tiempo discreto y submuestreo

El diezmado en un factor  $M$  de una señal muestreada  $x[n]$ , consiste en extraer de la misma una sola muestra de cada  $M$  de la señal original. Si la secuencia original  $x[n]$  es obtenida a partir del muestreo de una señal continua, entonces el proceso de diezmado se denomina submuestreo y se interpreta como una reducción de la frecuencia de muestreo original en un factor  $M$ . La figura 2.15 ilustra un ejemplo.



(a)



(b)

**Figura 2.15.** Relación entre la señal muestreada  $x[n]$  y la señal diezmada  $x_d[n]$ .

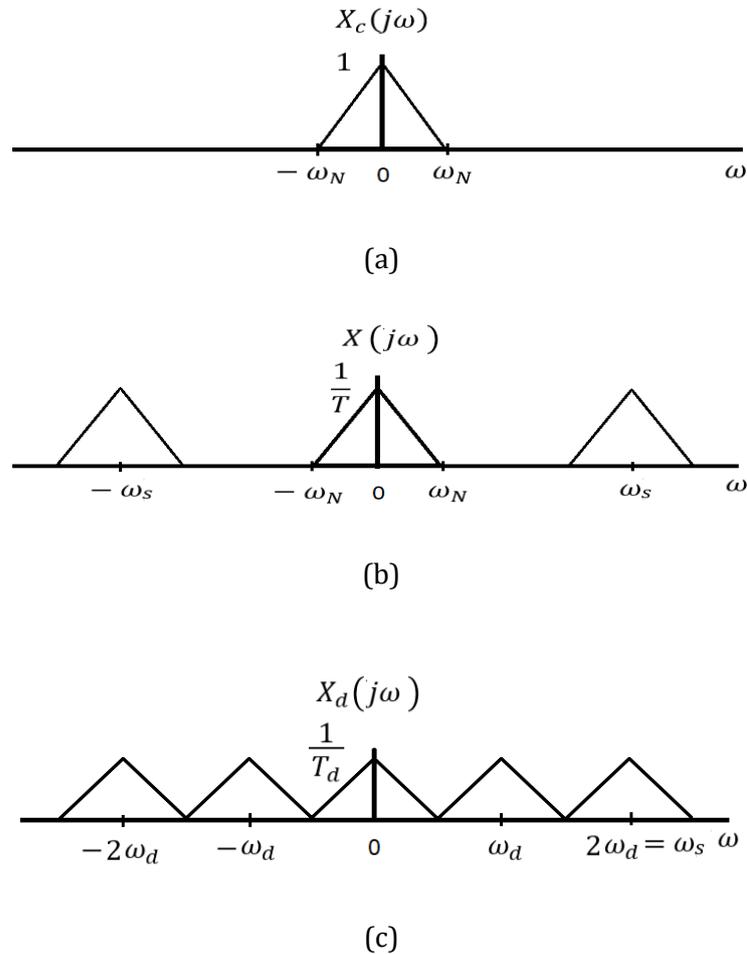
En la figura 2.15 (a) se puede ver la señal continua  $x_c(t)$  la cual es muestreada dando como resultado la señal discreta  $x[n] = x_c(nT)$ . En la imagen 2.15 (b) se realiza el submuestreo de la señal discreta  $x[n]$  en un factor  $M=2$ . El resultado es la señal  $x_d[n]$ , la cual está formada por una de cada dos muestras de la señal  $x[n]$ .

Tal y como se muestra en la figura 2.15 (b), la relación entre la señal discreta submuestreada y la señal continua original es la siguiente:

$$x_d[n] = x[nM] = x_c(nMT) \quad (2.43)$$

El efecto del submuestreo en el dominio de la frecuencia se traduce en una reducción de la frecuencia de muestreo. Esto significa que las imágenes del espectro de la señal continua original se repetirán en intervalos de frecuencia menor, concretamente en  $\omega/M$ , siendo  $\omega$  la frecuencia de muestreo original de  $x[n]$ .

En la figura 2.16 se muestra el efecto del submuestreo en el dominio de la frecuencia, para una señal continua muestreada con periodo  $T$  y un factor de diezado  $M=2$ .



**Figura 2.16.** Submuestreo de una señal muestreada: (a) Espectro de la señal continua  $x_c(t)$ ; (b) Espectro de la señal continua muestreada con periodo  $T$ ; (c) Espectro de la señal  $x[n] = x_c(nT)$  submuestreada con periodo  $T_d = 2T$ .

En la figura 2.16 (a) se muestra el espectro de la señal continua  $x_c(t)$ . En la imagen 2.16 (b) tenemos el espectro resultante de muestrear  $x_c(t)$  con un periodo  $T = \frac{2\pi}{\omega_s}$ , correspondiente a la señal  $x[n]$  de la figura 2.15 (a). La transformada de Fourier de dicha señal será:

$$X(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X_c(j(\omega - k\omega_s)) \quad (2.44)$$

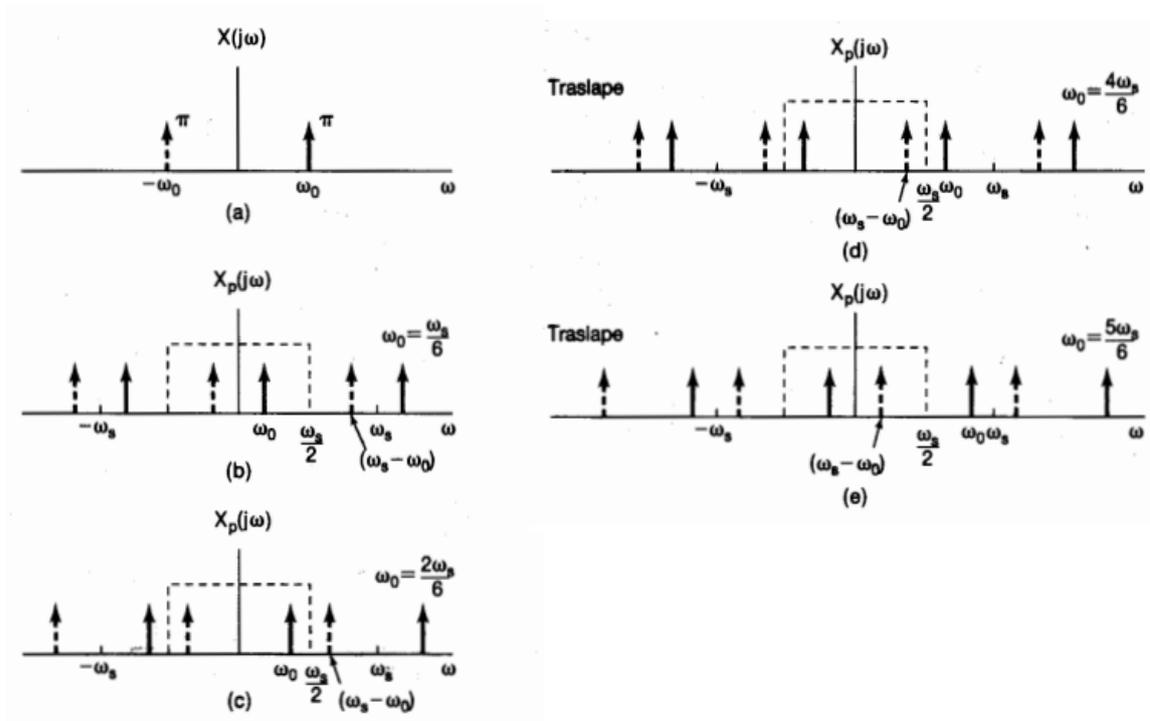
Si ahora se vuelve a muestrear la señal  $x[n]$  con un periodo de muestreo  $T_d = MT = \frac{2\pi}{\omega_d}$ , con  $M=2$ , obtenemos la señal  $x_d[n]$  cuyo espectro es:

$$X_d(j\omega) = \frac{1}{MT} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X_c \left( j \left( \omega - k \frac{\omega_s}{M} \right) \right) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X \left( j \left( \omega - k \frac{\omega_s}{M} \right) \right) \quad (2.45)$$

Para que no se produzca *aliasing* se debe cumplir  $\omega_s/M \geq 2B$ , donde  $B$  es el ancho de banda de la señal muestreada. En el ejemplo de la figura 2.16 se cumple que  $2\omega_N = \omega_d$ .

Cuando se efectúa un muestreo continuo en el tiempo, el espectro de la señal muestreada  $X_c(j\omega)$  se repite infinitas veces creando un espectro periódico que cubre el rango infinito de frecuencias. Sin embargo, cuando se efectúa un muestreo discreto en el tiempo, el espectro periódico  $X(j\omega)$  de la ecuación (2.44) se repite  $M$  veces en el intervalo de un periodo del dominio de la frecuencia, tal y como indica la ecuación (2.45).

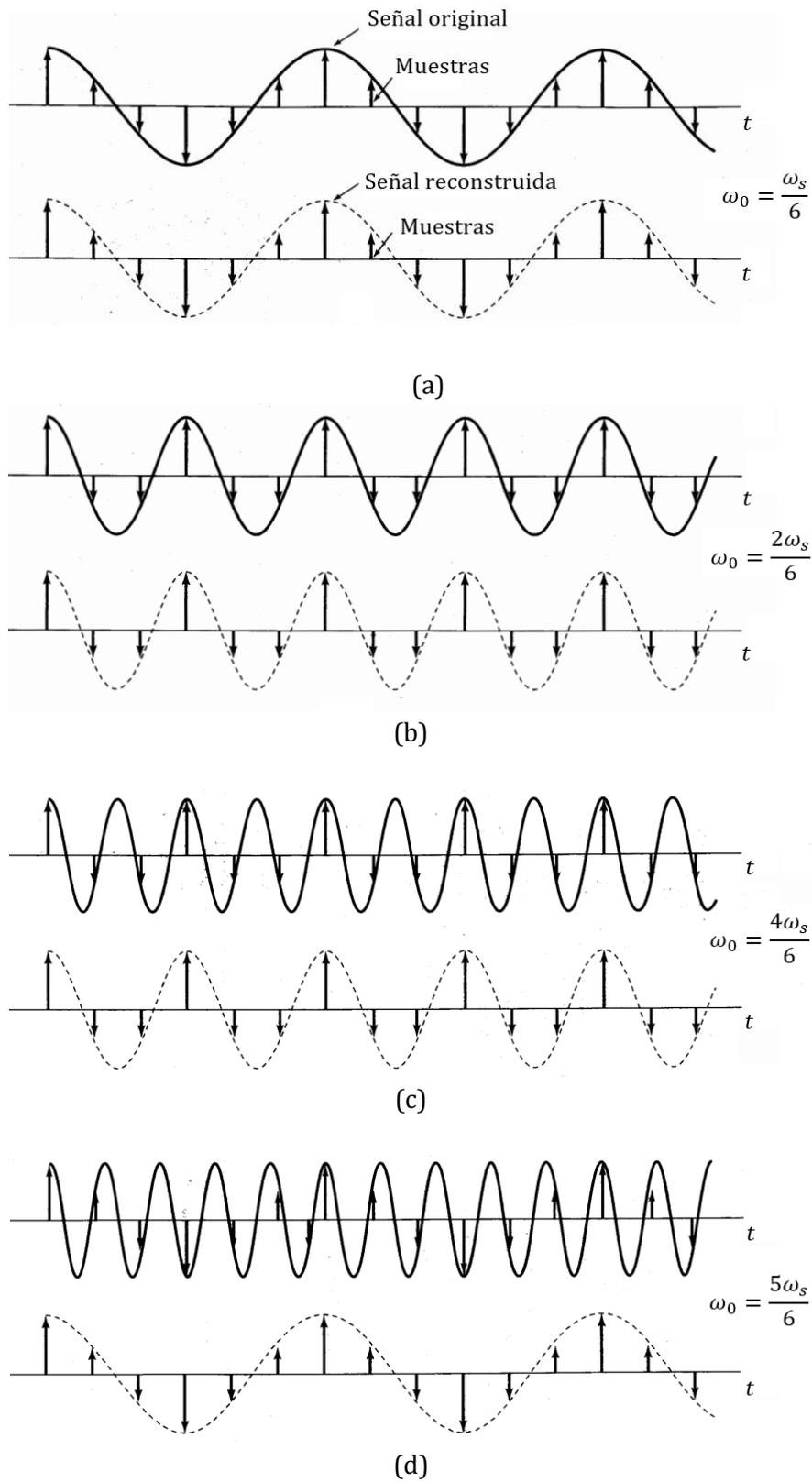
Cuando la frecuencia de muestreo es inferior al doble de la máxima frecuencia del espectro de la señal muestreada  $\omega_s < 2\omega_0$  se va a producir el denominado *aliasing* o traslape, de manera que la señal reconstruida a partir de las muestras ya no será igual a la original salvo en los instantes de muestreo. Debido a que en la aplicación el ADA2200 lleva a cabo en el mezclador un muestreo de este tipo sobre la señal de entrada, vamos a ver en detalle qué ocurre para cada valor de la frecuencia de muestreo  $\omega_s$ . En la figura 2.17 se muestran varios casos en función del valor de  $\omega_s$ . La ilustración se lleva a cabo para una señal senoidal de frecuencia  $\omega_0$  (figura 2.17 (a)) muestreada a una frecuencia  $\omega_s$ . Si  $\omega_s$  es mayor que el doble de  $\omega_0$  (casos (b) y (c)) no se producirá *aliasing* y ambas componentes de la señal original (flecha punteada y flecha en línea continua) podrán recuperarse mediante el filtro paso bajo representado en línea punteada. Si, por el contrario,  $\omega_s < 2\omega_0$  (casos (d) y (e)) sí se produce *aliasing* de manera que la señal original adopta la identidad de una frecuencia inferior de valor  $(\omega_s - \omega_0)$ . Cuanto mayor sea  $\omega_0$  menor será la frecuencia de salida.



**Figura 2.17.** Efecto de sobremuestreo y submuestreo en el dominio de la frecuencia.

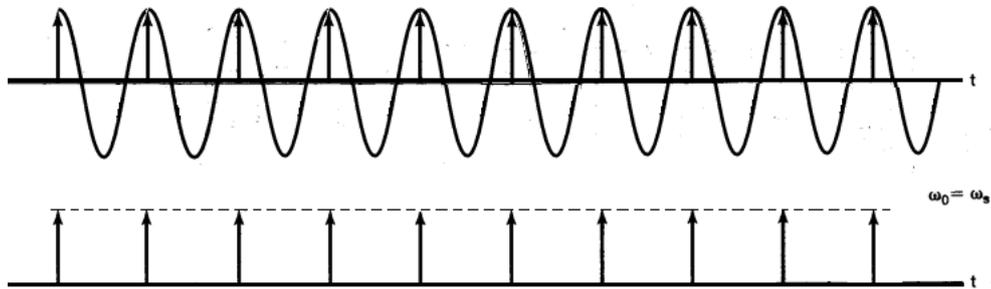
Se pueden apreciar los efectos del *aliasing* en la figura 2.18, en la que se representan en el dominio del tiempo los casos de la figura 2.17.

En (a) y (b) no se produce el traslape, sin embargo, en (c) y (d) el efecto es evidente siendo la señal resultante (señal en línea punteada) de frecuencia inferior a la original.



**Figura 2.18.** Efecto de *aliasing* en una señal senoidal.

Para una frecuencia  $\omega_0 = \omega_s$  la salida será una señal continua. Si se toma una muestra por ciclo, siempre se va a muestrear el mismo valor y por lo tanto la salida se asemeja a una señal continua de valor constante ( $\omega_0 - \omega_s = 0$ ), tal y como puede verse en la figura 2.19.



**Figura 2.19.** *Aliasing* para una señal de frecuencia  $\omega_0 = \omega_s$ .

En el apartado 3.1.5.5 en el que se trata el funcionamiento del mezclador del ADA2200 se utiliza este efecto del muestreo mediante una frecuencia igual a la de la señal muestreada para trasladar el espectro de la señal de interés al origen de frecuencias.

## **2.7. RETENEDOR DE ORDEN CERO**

El retenedor de orden cero es una forma de generar el tren de impulsos necesario para muestrear la señal continua de interés. Pero no solo es una opción para obtener una aproximación a los impulsos necesarios para el muestreo, sino que también es una solución a la reconstrucción de la señal como una interpolación muy básica.

El retenedor de orden cero va a muestrear la señal de entrada cada periodo T y va a retener el valor muestreado hasta el instante de la siguiente muestra. Para reconstruir la señal a partir de la salida de un retenedor de orden cero se utiliza un filtro paso bajo.

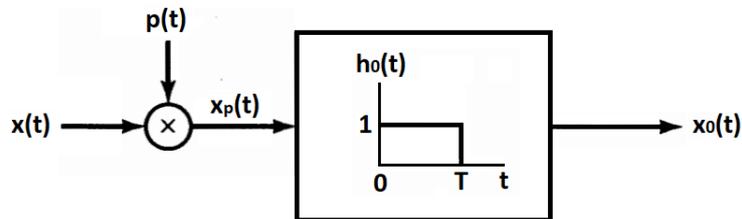
En la figura 2.20 se representa un esquema de bloques del sistema.



**Figura 2.20.** Muestreo mediante retenedor de orden cero.

Como se aprecia en la figura 2.20, la salida consiste en una serie de escalones de valor igual al de la señal muestreada en el instante de muestreo correspondiente a cada escalón.

Matemáticamente el retenedor de orden cero equivale a un muestreo mediante un tren de impulsos seguido de un sistema LTI con respuesta rectangular al impulso, tal y como se muestra en la figura 2.21.



**Figura 2.21.** Esquema básico del retenedor de orden cero.

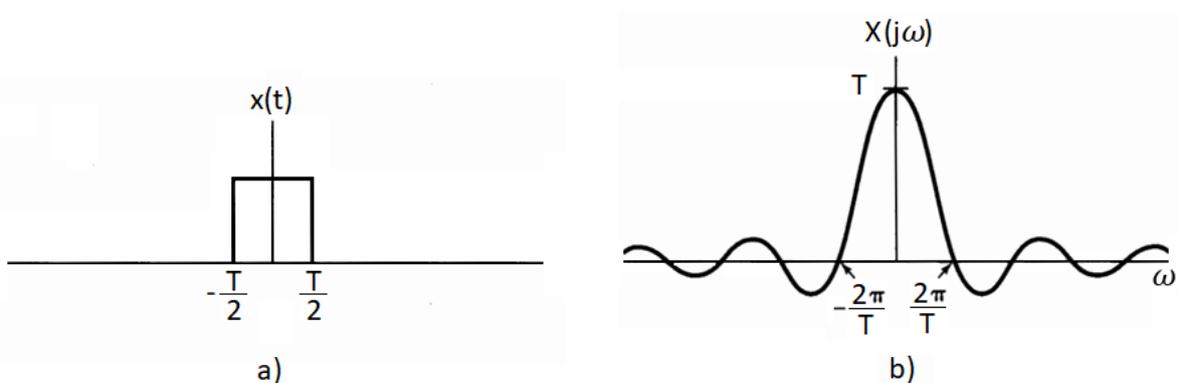
La expresión matemática de la señal muestreada  $x_p(t)$  ya la conocemos (expresión (2.36)). Por otro lado, la respuesta al impulso  $h_0(t)$  se puede ver como un pulso rectangular donde:

$$h_0(t) = \begin{cases} 1, & |t| < T \\ 0, & |t| > T \end{cases}$$

pero desplazado en el tiempo  $T/2$ . Este desplazamiento en el tiempo equivale en el dominio de la frecuencia a multiplicar por  $e^{-j\omega T/2}$ . Por lo que, la respuesta en frecuencia del pulso rectangular desplazado, vale:

$$H_0(j\omega) = e^{-j\omega T/2} \left[ \frac{2 \operatorname{sen}\left(\omega \cdot \frac{T}{2}\right)}{\omega} \right] \quad (2.46)$$

En la figura 2.22 (a) se muestra la función escalón sin desplazar y su respuesta en frecuencia (figura 2.22 (b)). El desplazamiento temporal afecta a la fase, pero no al módulo de la respuesta en frecuencia.



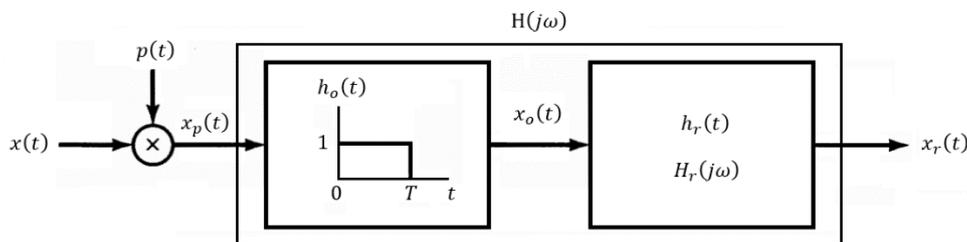
**Figura 2.22.** Función escalón: (a) Función escalón en el dominio del tiempo. (b) Respuesta en frecuencia de la función escalón.

Se ve en la figura 2.22 (b) que la respuesta en frecuencia  $H_0(j\omega)$  no tiene ganancia constante en la banda de paso. Para compensar esto se hace uso de una función de reconstrucción  $H_r(j\omega)$  que compense el efecto del retenedor de orden cero y que proporcione como respuesta total del sistema la del filtro paso bajo ideal, que como ya vimos, es la manera de recuperar de forma exacta la señal de origen.

La función de reconstrucción responde a la expresión:

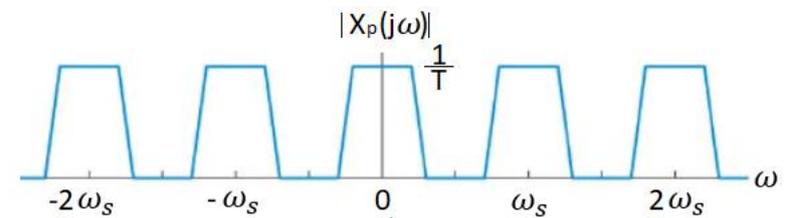
$$H_r(j\omega) = e^{j\omega T/2} \left[ \frac{\omega}{2 \operatorname{sen}\left(\omega \cdot \frac{T}{2}\right)} \right] \cdot H(j\omega) \quad (2.47)$$

donde  $H(j\omega)$  es la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo ideal. El sistema total se representa en la figura 2.23.

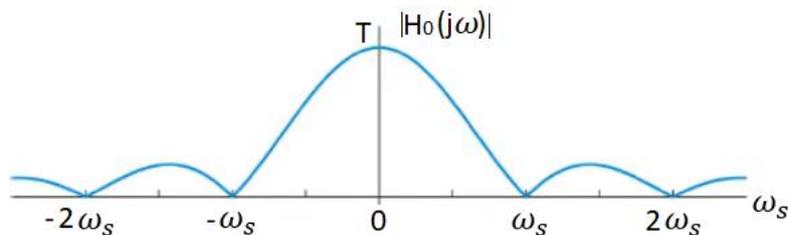


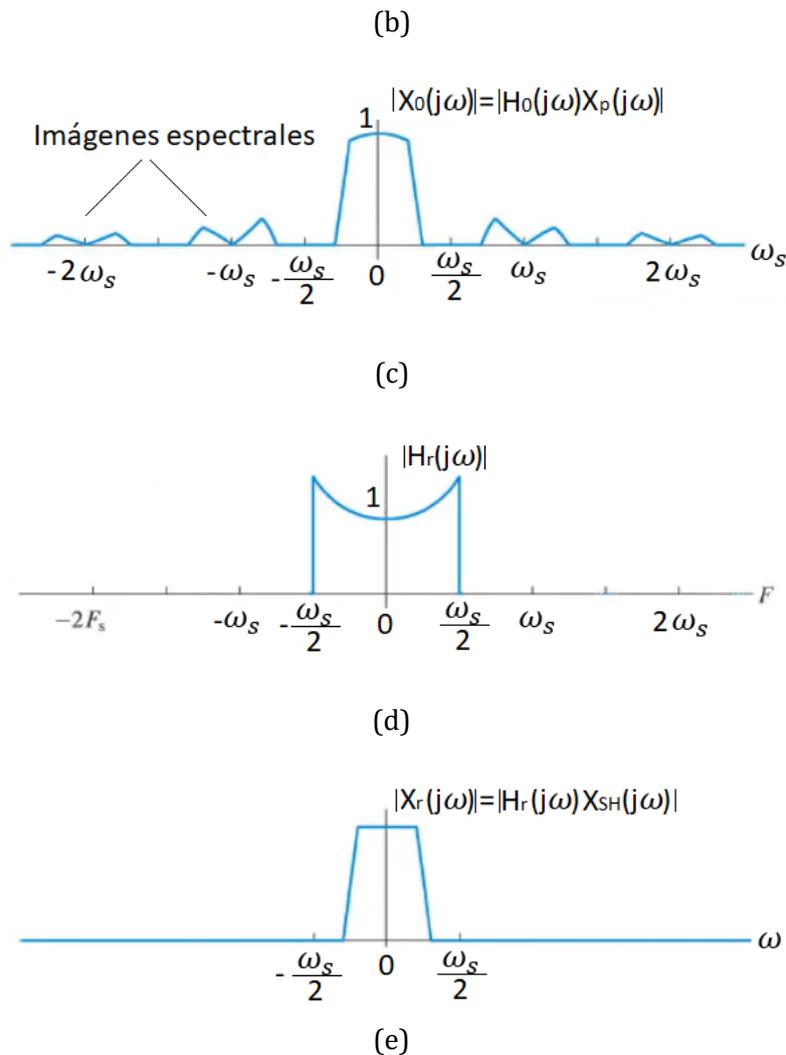
**Figura 2.23.** Retenedor de orden cero con filtro de reconstrucción.

En la figura 2.24 se representan los módulos de las respuestas en frecuencia y los espectros de las señales y funciones del esquema de la figura 2.23.



(a)





**Figura 2.24.** Espectro del muestreo y reconstrucción de una señal: (a) señal continua muestreada. (b) Respuesta en frecuencia del retenedor de orden cero. (c) Respuesta en frecuencia del filtro de reconstrucción. (d) Señal continua reconstruida.

En la figura 2.24 (a) se muestra el espectro de la señal muestreada  $x_p(t)$ . En la figura (b) se representa la respuesta en frecuencia del retenedor de orden cero. El resultado de que  $X_p(j\omega)$  atraviese  $H_0(j\omega)$  es la señal  $X_0(j\omega)$ , que se muestra en la figura 2.24 (c). A parte de las imágenes espectrales, el módulo del espectro no es constante en la banda de paso, la función tiene una forma curva en dicho tramo. Esta forma curva se compensa con el filtro de reconstrucción  $H_r(j\omega)$  de la expresión (2.47), cuya respuesta en frecuencia se muestra en la figura 2.24 (d).

Tras ese filtro, la señal obtenida  $X_r(j\omega)$  es exactamente la señal continua original, tal y como se aprecia en la figura 2.24 (e).

Por desgracia, la función de reconstrucción es una función ideal y no es realizable en la práctica. Lo que se hace es usar filtros paso bajo conectados a la salida del retenedor de orden cero.

En el mezclador del ADA2200 se lleva a cabo un proceso de retención sobre la señal tratada, de forma que a la salida se obtiene la imagen de esta situada en el origen de frecuencias, tal y como

se muestra en la figura 2.24(c). En la aplicación que se estudia en este trabajo el filtro de reconstrucción se trata de un simple filtro paso bajo de orden 1.

## 2.8. MODULACIÓN AM (Amplitud Modulada)

La modulación consiste en modificar un parámetro concreto (amplitud, fase, frecuencia) de una señal (de alta frecuencia), que llamaremos portadora, en función del valor de otra (de baja frecuencia) a la que llamaremos moduladora y que es la señal que contiene la información que queremos transmitir. En el caso concreto de la modulación AM, el parámetro que se modifica es la amplitud de la portadora en función del valor de la moduladora o señal de información.

Existen diferentes tipos de modulación AM: doble banda lateral con portadora (DSB), doble banda lateral con portadora suprimida (DSB-SC), banda lateral única (SSB), banda lateral vestigial (VSB). En nuestro caso, para entender un poco mejor la teoría de los amplificadores *lock-in* tratada más adelante en este trabajo, así como la función de amplificador *lock-in* del ADA2200, se va a hacer un pequeño repaso teórico de la modulación AM en doble banda lateral con portadora suprimida.

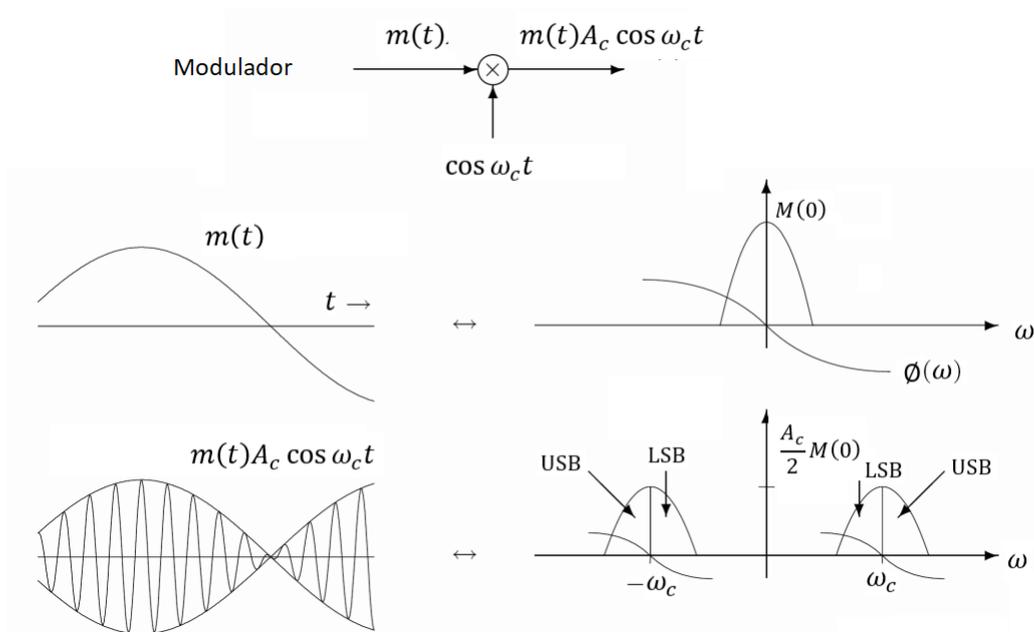
Por lo tanto, como ya se ha comentado, se tiene una señal portadora, en este caso una senoide de valor  $p(t) = A_c \cos \omega_c t$ , a la que se va a modificar la amplitud  $A_c$  de forma proporcional a la información contenida en la señal a transmitir (moduladora)  $m(t)$ . Para ello, se multiplican ambas funciones quedando la señal modulada  $s_m(t)$ :

$$s_m(t) = m(t) \cdot p(t) = m(t) \cdot A_c \cos \omega_c t \quad (2.48)$$

Esta operación corresponde a la convolución de ambos espectros en el dominio de la frecuencia escalados en un factor  $\frac{1}{2\pi}$ . Entonces, siendo  $M(\omega)$  el espectro de  $m(t)$  y  $P(\omega) = \pi[\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]$  el espectro de  $p(t)$ , resulta:

$$\begin{aligned} s_m(t) = m(t) \cdot p(t) &\leftrightarrow S_m(\omega) = \frac{1}{2\pi} (M(\omega) * P(\omega)) \\ S_m(\omega) = \frac{1}{2\pi} (M(\omega) * P(\omega)) &= \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * A_c \pi [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]] = \\ &= \frac{A_c}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \\ S_m(\omega) &= \frac{A_c}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \quad (2.49) \end{aligned}$$

Es decir, que el resultado consta de dos imágenes del espectro de la señal  $m(t)$ , desplazadas a la frecuencia de la portadora y ponderadas por  $A_c/2$ , llamadas *banda lateral superior (USB)* y *banda lateral inferior (LSB)*, tal y como se muestra en la figura 2.25.

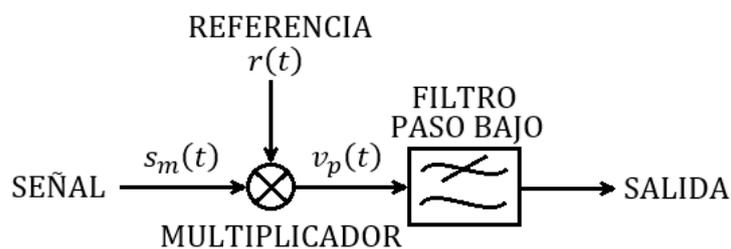


**Figura 2.25.** Modulación AM con doble banda lateral y portadora suprimida.

La recuperación de la señal original se puede llevar a cabo mediante un detector síncrono.

## 2.9. DETECTOR SÍNCRONO

El esquema básico de un detector síncrono se muestra en la figura 2.26.



**Figura 2.26.** Esquema básico de un detector síncrono.

Como se puede apreciar, la señal modulada se multiplica por una referencia y el producto se pasa a través de un filtro paso bajo.

Para analizar el funcionamiento del detector síncrono, se va a suponer que la información  $m(t)$  viene modulada por una portadora  $p(t)$  senoidal, de momento sin ruido, y que la referencia  $r(t)$  también es una senoidal, por lo que tenemos:

$$p(t) = A_c \cos(\omega_c \cdot t + \phi_c)$$

$$s_m(t) = m(t) \cdot p(t) = A_c \cdot m(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \phi_c)$$

$$r(t) = A_r \cdot \cos(\omega_r \cdot t + \phi_r)$$

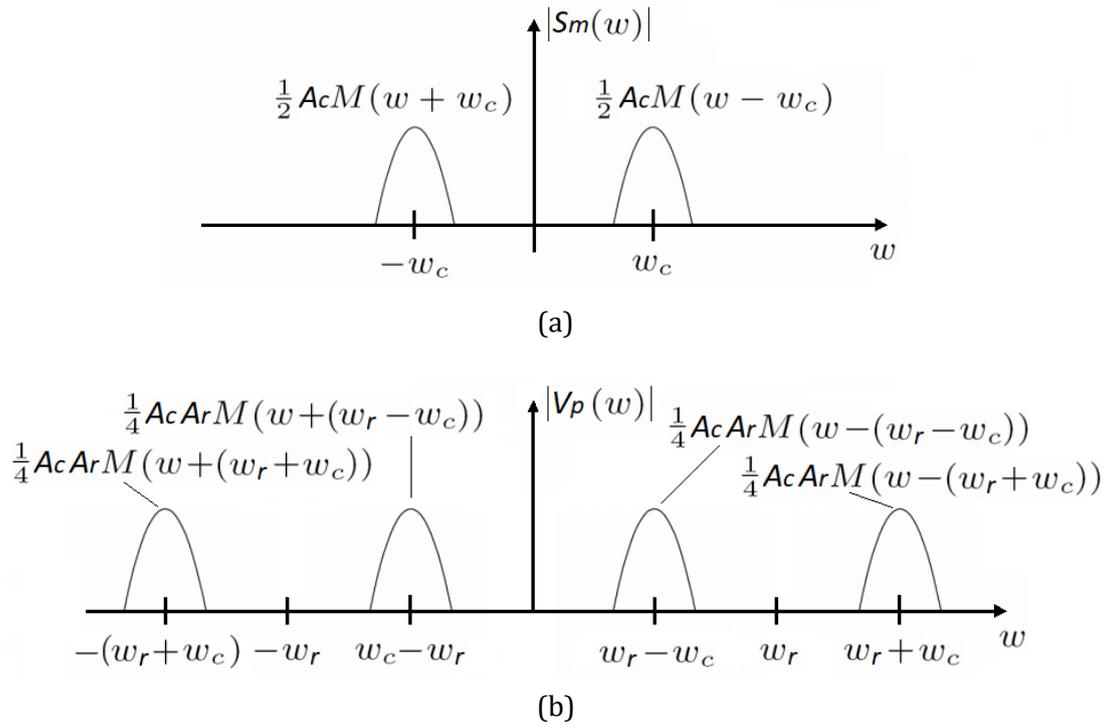
Donde  $A_c$  y  $A_r$  son las amplitudes de la portadora y de la señal de referencia respectivamente. Si esto es así, entonces su producto en el multiplicador ideal será:

$$\begin{aligned} v_p(t) &= s_m(t) \cdot r(t) = A_c m(t) \cos(\omega_c \cdot t + \phi_c) \cdot A_r \cos(\omega_r \cdot t + \phi_r) = \\ &= \frac{1}{2} A_c A_r m(t) [\cos((\omega_c + \omega_r) \cdot t + \phi_c + \phi_r) + \cos((\omega_c - \omega_r) \cdot t + \phi_c - \phi_r)] \\ v_p(t) &= \frac{1}{2} A_c A_r m(t) [\cos((\omega_c + \omega_r) \cdot t + \phi_c + \phi_r) + \cos((\omega_c - \omega_r) \cdot t + \phi_c - \phi_r)] \quad (2.50) \end{aligned}$$

En el dominio de la frecuencia, la operación efectuada por el multiplicador será:

$$\begin{aligned} V_p(\omega) &= \frac{1}{2\pi} (S_m(\omega) * R(\omega)) = \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{A_c}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] * [A_r \pi [\delta(\omega + \omega_r) + \delta(\omega - \omega_r)]] \right] = \\ &= \frac{A_c A_r}{4} [M(\omega + \omega_c + \omega_r) + M(\omega - \omega_c + \omega_r) + M(\omega + \omega_c - \omega_r) + M(\omega - \omega_c - \omega_r)] \\ V_p(\omega) &= \frac{A_c A_r}{4} [M(\omega + \omega_c + \omega_r) + M(\omega - \omega_c + \omega_r) + M(\omega + \omega_c - \omega_r) + M(\omega - \omega_c - \omega_r)] \quad (2.51) \end{aligned}$$

Si visualizamos esto en la figura 2.27, podemos observar que al igual que en la modulación de  $m(t)$ , representada por  $S_m(\omega)$  en la figura 2.27 (a), al pasar por el multiplicador se desplaza el espectro de la señal modulada en torno a la frecuencia de la señal de referencia, tal y como se muestra en la figura 2.27 (b).



**Figura 2.27.** Espectro en un detector síncrono: (a) Espectro de la señal modulada; (b) Espectro de la señal a la salida del multiplicador.

Si la señal representada en la figura 2.27 (b) atraviesa el filtro paso bajo situado a la salida del multiplicador, suponiendo que su frecuencia de corte sea inferior a  $(\omega_r - \omega_c - \omega_m)$  siendo  $\omega_m$  el ancho de banda de la señal de información, la salida será nula. Para poder recuperar la señal válida, esta debe ser desplazada al origen de frecuencias para que una vez allí, en este caso sí, el filtro paso bajo deje pasar la información al mismo tiempo que atenúa el resto de componentes de alta frecuencia.

La condición para que se produzca ese desplazamiento al origen de frecuencias es que la frecuencia de la portadora sea igual que la frecuencia de la señal de referencia, es decir, que  $\omega_c = \omega_r$ .

Si esto se cumple, la expresión a la salida del multiplicador queda:

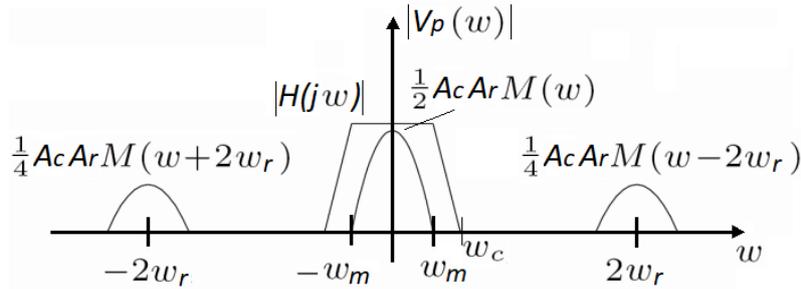
$$\begin{aligned}
 v_p(t) &= \frac{1}{2} A_c A_r m(t) [\cos((\omega_r + \omega_r) \cdot t + \phi_c + \phi_r) + \cos((\omega_r - \omega_r) \cdot t + \phi_c - \phi_r)] = \\
 &= \frac{1}{2} A_c A_r m(t) [\cos(2\omega_r t + \phi_c + \phi_r) + \cos(\phi_c - \phi_r)] = \\
 &= \frac{1}{2} A_c A_r m(t) \cos(\Delta\phi) + \frac{1}{2} A_c A_r m(t) \cos(2\omega_r t + \phi_c + \phi_r) \quad (2.52)
 \end{aligned}$$

En la expresión (2.52) se aprecia una componente trasladada a continua, en la que se encuentra la señal de información  $m(t)$ , y una componente al doble de frecuencia de la de referencia.

El espectro de la señal resultante en este caso es:

$$\begin{aligned}
 V_p(\omega) &= \frac{1}{2\pi} (S_m(\omega) * R(\omega)) = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \left[ \frac{A_c}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] * (A_r \pi [\delta(\omega + \omega_r) + \delta(\omega - \omega_r)]) \right] = \\
 &= \frac{A_c A_r}{4} [M(\omega + 2\omega_r) + M(\omega) + M(\omega) + M(\omega - 2\omega_r)] = \\
 &= \frac{A_c A_r}{2} M(\omega) + \frac{A_c A_r}{4} M(\omega + 2\omega_r) + \frac{A_c A_r}{4} M(\omega - 2\omega_r) \\
 V_p(\omega) &= \frac{A_c A_r}{2} M(\omega) + \frac{A_c A_r}{4} M(\omega + 2\omega_r) + \frac{A_c A_r}{4} M(\omega - 2\omega_r) \quad (2.53)
 \end{aligned}$$

El espectro de la señal  $M(\omega)$  queda ponderado por  $1/2$  y por las amplitudes de la portadora y de la señal de referencia. Además, aparecen dos imágenes centradas en el doble de la frecuencia de referencia y ponderadas por  $A_c A_r / 4$ . Ahora sí, si se aplica el filtro paso bajo a ese espectro vamos a poder recuperar la señal de información, tal y como se muestra en la figura 2.28. El ancho de banda del filtro debe ser mayor que el ancho de banda de la información  $\omega_m$  y menor que  $(2\omega_r - \omega_m)$ .



**Figura 2.28.** Espectro de salida del multiplicador ideal con  $\omega_c = \omega_r$ .

En la figura 2.28 usamos la notación  $\omega_c$  para denotar la frecuencia de corte del filtro paso bajo. La expresión en el dominio del tiempo a la salida del filtro será:

$$v_o(t) = \frac{1}{2} A_c A_r m(t) \cos(\Delta\phi) \quad (2.54)$$

En la expresión (2.54) se ha recuperado la información  $m(t)$  centrada en el origen de frecuencias. Ahora, la señal queda ponderada por el factor  $\frac{1}{2} A_c A_r$  que incluye a las amplitudes de la portadora y la señal de referencia, y también depende del coseno de la diferencia de fase entre la portadora

y la referencia. Si ambas señales están perfectamente sincronizadas (de ahí el término *detector síncrono*) y tienen la misma frecuencia y fase,  $\Delta\phi$  vale cero, el coseno es igual a 1 y la salida será máxima, dependiendo sólo de las amplitudes de la portadora y de la referencia, tal y como se indica en la expresión (2.55).

$$v_o(t) = \frac{1}{2} A_c A_r m(t) \quad (2.55)$$

En la expresión de ganancia  $\frac{1}{2} A_c A_r$  no se ha tenido en cuenta la aportación del filtro paso bajo por simplificar la expresión, pero evidentemente, el filtro tiene una ganancia en la banda de paso que habrá que tener en cuenta. Si la respuesta en frecuencia del filtro es  $H(j\omega)$ , entonces la amplitud de la señal de salida queda ponderada por una ganancia:

$$G = \frac{1}{2} A_c A_r A(0)$$

donde  $A(0) = |H(0)|$ .

Por lo tanto, el detector síncrono es capaz de recuperar la señal de interés trasladándola al origen de frecuencias y filtrando el resto de componentes de alta frecuencia.

La dificultad en este tipo de detectores reside en sincronizar la señal portadora con la de referencia. En el caso de la aplicación que se lleva a cabo en este trabajo no existe dicho problema ya que la información se va a modular con la misma señal que es utilizada por el ADA2200 para demodular.

## 2.10. AMPLIFICADOR LOCK-IN

### 2.10.1. Introducción

El amplificador *lock-in* se trata de un instrumento capaz de llevar a cabo la medida de señales de corriente alterna enterradas en ruido, en casos en los que la amplitud de la señal a medir es ciento e incluso miles de veces inferior a la del ruido.

El motivo del uso de estos instrumentos se debe a su capacidad para separar la señal que deseamos medir de las componentes de ruido que la afectan, en comparación con otras soluciones como por ejemplo el filtrado selectivo.

Cuando el ruido que tratamos es de carácter blanco, es decir, cuando procede de variaciones aleatorias cuya potencia permanece constante por unidad de ancho de banda en todas las frecuencias, una posible solución que permitiese llevar a cabo la medición de la señal de interés separándola del ruido, sería el uso de filtros que restrinjan el ancho de banda a la gama de frecuencia en la que se encuentre la señal. De esta manera podríamos llevar a cabo la detección con un nivel de ruido inferior (el incluido en el ancho de banda del filtro). Esta opción es también válida para otros tipos de ruido además del blanco. Pero se trata de una técnica que puede ser difícil de implementar a nivel práctico si se desean valores altos en la

relación señal-ruido (SNR). En algunas ocasiones, para conseguir la SNR necesaria se debe filtrar la señal mediante un filtro paso-banda muy selectivo con un elevado factor de calidad  $Q$ . A medida que se estreche el ancho de banda de los filtros aparecerán dificultades prácticas como la deriva, la sensibilidad a la tolerancia de los componentes o el tamaño físico, los cuales introducen problemas de estabilidad en su frecuencia central que podrían dejar fuera del ancho de banda del filtro a la señal de interés o al menos atenuarla en un valor incierto. Sin embargo, el amplificador *lock-in* supera todos estos inconvenientes proporcionando niveles muy altos en la SNR. Es capaz de detectar señales con anchos de banda extremadamente estrechos, ajustando el ancho de banda del sistema al de la información de interés. Además, es capaz de rechazar prácticamente por completo el ruido de componentes frecuenciales discretas como puede ser la captación de la red o las vibraciones resonantes en sistemas mecánicos, siempre que no se encuentren dentro del ancho de banda de interés. Los amplificadores *lock-in* son extremadamente versátiles y constituyen un instrumento fundamental en muchos laboratorios en los que se realizan todo tipo de estudios, para los cuales requieren la medición de señales proporcionadas por diferentes sensores. Estas señales, en muchos casos, son extremadamente débiles y se ven afectadas por las diferentes formas de ruido que existen. Por ese motivo, este tipo de instrumentos es tan importante en esos entornos.

### 2.10.2. Principio de operación

El principio de operación del amplificador *lock-in* se basa en la técnica de detección sensible a la fase (PSD o *Phase Sensitive Detection*). Esta técnica se apoya en la demodulación síncrona de una señal modulada en amplitud. Por lo tanto, para poder aplicar esta técnica de detección se debe modular la información a medir mediante una señal de excitación a una frecuencia superior a la de la información, trasladándola a una zona del espectro en la que el nivel de ruido es más reducido. De esta manera, dicha señal será la encargada de excitar nuestro experimento, de forma que la respuesta proporcionada por el mismo se presentará a la entrada del PSD modulada en amplitud a la frecuencia de la señal de excitación.

En la figura 2.29 se representa un esquema general del funcionamiento de un amplificador *lock-in*.

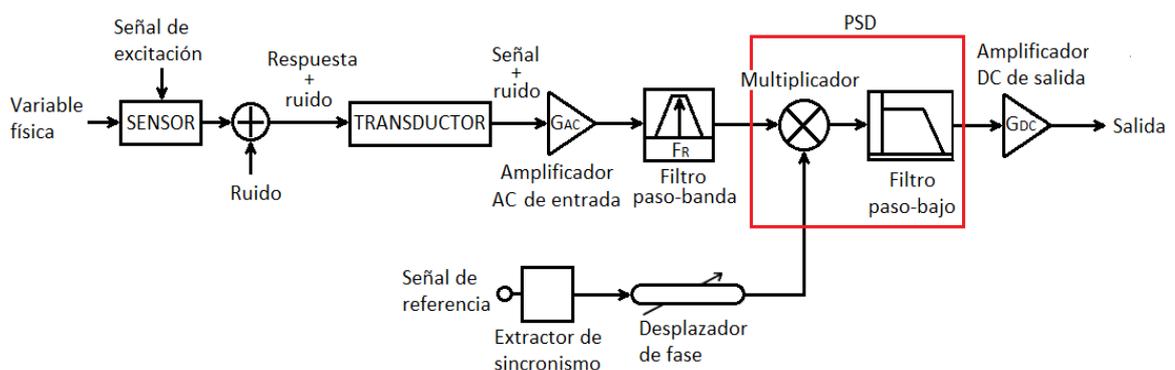
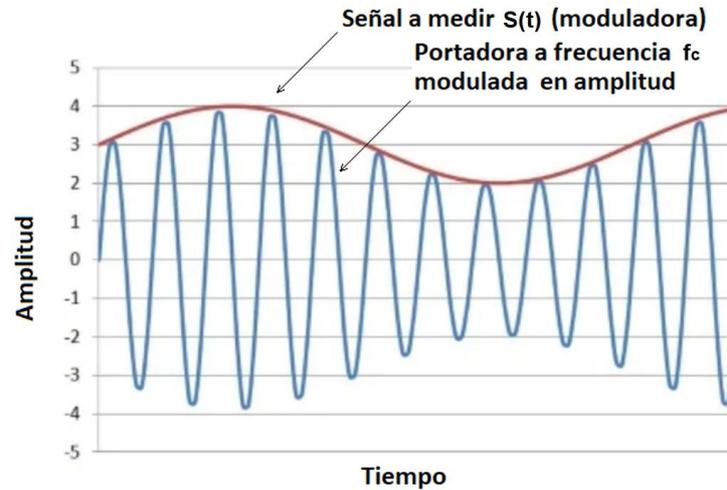
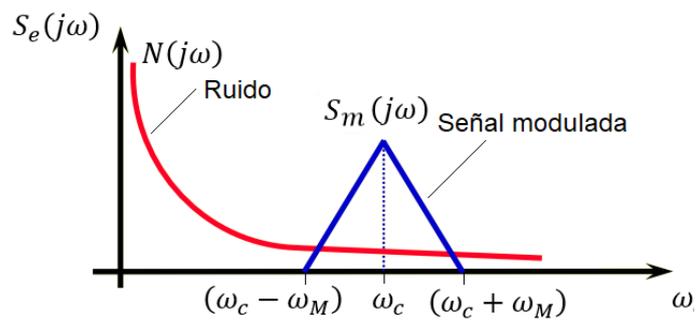


Figura 2.29. Esquema general del amplificador *lock-in*.

La respuesta del sensor suelen ser variaciones muy lentas en función de la variable física captada. Este tipo de señales se ven muy afectadas principalmente por ruidos de baja frecuencia. Para poder separar la respuesta del sensor de la zona de baja frecuencia, este es excitado mediante una señal portadora, de manera que la respuesta a la variable física por parte del sensor va a estar modulada en amplitud a una frecuencia alejada de la zona donde se encuentra el ruido.



(a)



(b)

**Figura 2.30.** Espectro de entrada al amplificador lock-in: (a) Señal modulada por la información. (b) Espectro de la señal modulada + ruido.

En la figura 2.30 (b),  $S_m(j\omega)$  representa la señal modulada por la información y  $S_e(j\omega)$  es la señal de entrada al PSD formada por la información modulada y por el ruido  $N(j\omega)$ . La  $\omega_c$  es la frecuencia de la portadora usada en la modulación de la información.

El transductor entrega una señal eléctrica proporcional a la respuesta del sensor. Por supuesto, esta señal va a incluir el ruido de baja frecuencia y también va a estar afectada por

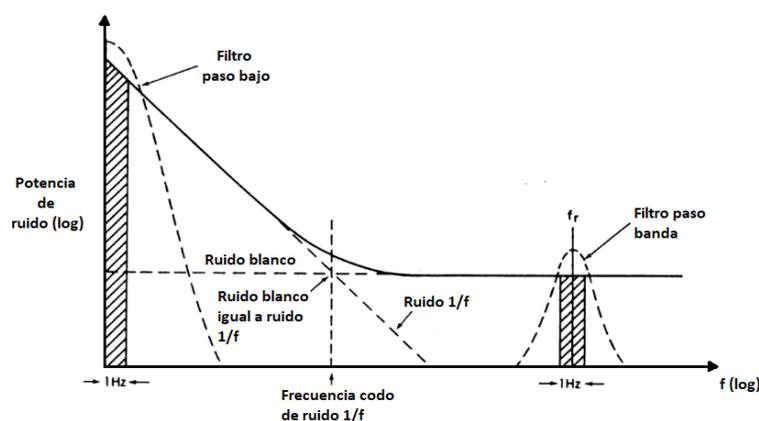
ruido blanco e incluso por componentes discretas a frecuencias concretas (como la captación de la red eléctrica). A la salida del transductor, por lo tanto, se tiene la señal modulada en amplitud y centrada en la frecuencia de excitación más el ruido añadido.

Se puede colocar un filtro de entrada antes del amplificador de alterna con el fin de limitar el nivel de ruido que acompaña a la señal, aunque es recomendable, siempre que sea posible, evitar su uso para no añadir errores en la fase que producirían, a su vez, errores de sensibilidad en el sistema.

Es de interés que la información que ingresa al sistema presente la máxima amplitud posible. Con este fin se añade a la entrada el amplificador de alterna. Mediante el ajuste de la ganancia de este se consigue modificar la sensibilidad del sistema, pero hay que tener precaución, como se verá más adelante, ya que también se está amplificando el ruido y esto puede acarrear problemas de linealidad y de saturación en el resto de los elementos del sistema.

Una vez amplificada la señal, se la hace atravesar un filtro paso-banda centrado en la frecuencia de referencia. Al igual que en el caso del filtro de entrada al amplificador de alterna, el filtro paso-banda también puede introducir errores de fase que conlleven errores de sensibilidad. Por este motivo, aunque en algunos casos pueda resultar de interés, habrá que evaluar de forma detallada el uso del mismo.

En los casos que sea posible contar con la etapa de filtrado, se estará acotando el ancho de banda de la señal, lo que supone un primer acondicionamiento antes de la demodulación, consiguiendo eliminar una cantidad importante del espectro de ruido y, por tanto, disminuyendo la potencia del mismo. Hay que tener en cuenta que el desplazamiento de la señal a la frecuencia de referencia tiene como objetivo sacar la información de la banda próxima a continua, en la cual el ruido es mucho mayor (ruido  $1/f$ ) que en la zona de ruido plano donde se sitúa  $\omega_c$ . Si, además, se aplica el citado filtro paso-banda, se consigue una reducción del espectro de ruido importante. Esto puede observarse en la figura 2.31.



**Figura 2.31.** Reducción de la potencia de ruido mediante el filtrado.

En la figura 2.31, podemos ver que la densidad espectral de ruido en baja frecuencia es mucho más alta que en la zona de espectro plano debido al ruido  $1/f$ .

Aunque pudiese parecer que el filtrado de la señal es una acción suficiente para reducir el ruido y obtener la SNR deseada, en algunas aplicaciones es necesario utilizar un BW muy bajo y no es posible asegurar la suficiente estabilidad de su respuesta en frecuencia, por lo que aparece un compromiso entre mejora de la SNR y error de sensibilidad del sistema. Por ello, el filtrado convencional no es suficiente en muchas aplicaciones

Una vez superada la etapa de filtrado y amplificación en alterna, la señal llega al PSD, el cual es un demodulador síncrono formado por un multiplicador seguido de un filtro paso bajo. En el multiplicador, la señal va a ser multiplicada por una señal de referencia que debe tener la misma frecuencia que la señal de excitación utilizada para modular la salida del sensor. Esta acción dará como resultado un desplazamiento de la señal de interés al origen de frecuencias. Cuando la referencia y la señal modulada están estrechamente correlacionadas, su producto da lugar a una respuesta que depende de la amplitud de la señal y su fase relativa respecto a la de referencia.

El propósito del filtro paso bajo es separar esta señal de interés de los productos de multiplicación de orden superior, eliminando el ruido fuera de banda y preservando la información.

En cuanto al ruido, no debe haber correlación con la referencia de manera que el valor medio del producto siempre sea cero [12].

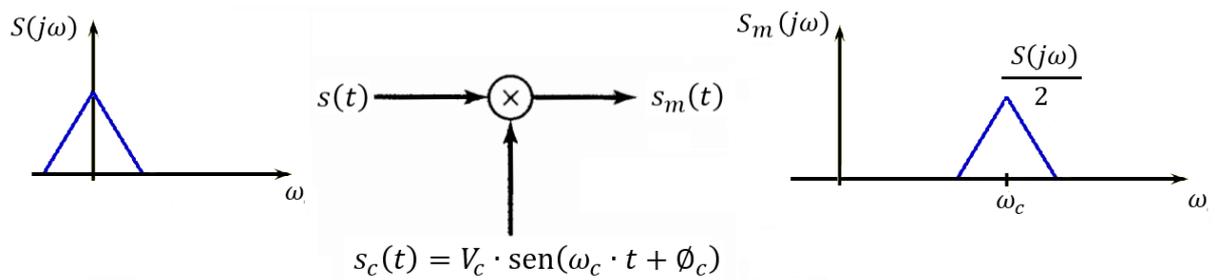
Por último, se coloca un amplificador de continua con el fin de ajustar la ganancia para obtener la sensibilidad deseada.

Se deben combinar las ganancias de ambos amplificadores (de alterna y de continua) de manera que se obtenga la sensibilidad buscada, pero sin perjudicar algunos parámetros característicos del amplificador *lock-in*, como pueden ser la reserva dinámica, la estabilidad de salida o la linealidad.

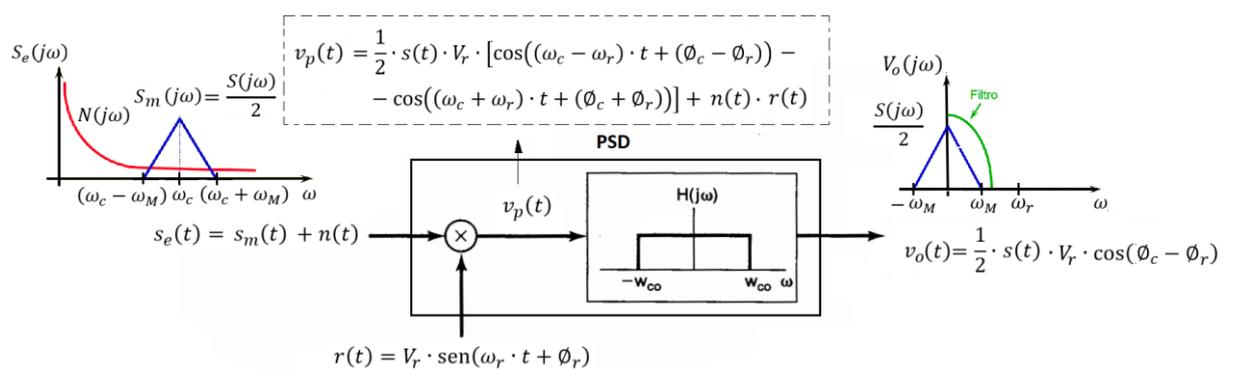
### **2.10.3. Detector sensible a la fase (PSD)**

El PSD es el corazón del amplificador *lock-in*. Se trata de un detector síncrono formado por un multiplicador y un filtro paso bajo. El funcionamiento básico del detector síncrono se ha visto en el punto 2.9.

En la figura 2.32 se muestra el modulador necesario aplicado a la señal que queremos medir, así como el esquema básico del *PSD*.



(a)



(b)

**Figura 2.32.** Esquema general del modulador AM y del PSD: (a) Modulador AM. (b) PSD

El modulador representa la excitación del sensor o experimento, de manera que la información esté modulada a una frecuencia concreta, condición necesaria para poder separarla del ruido.

Tomando como referencia la figura 2.32, se va a analizar el funcionamiento del PSD. A la entrada del multiplicador se tiene la señal  $s_e(t)$  formada por la información modulada ( $s_m(t)$ ) más el ruido ( $n(t)$ ).

$$s_e(t) = s_m(t) + n(t) = s(t) \cdot s_c(t) + n(t) = s(t) \cdot \text{sen}(\omega_c \cdot t + \phi_c) + n(t)$$

donde  $s(t)$  es la señal de información y  $\text{sen}(\omega_c \cdot t + \phi_c)$  representa la portadora.

A la salida del multiplicador tendremos el producto ( $v_p(t)$ ) entre la señal de entrada ( $s_e(t)$ ) y la señal de referencia del PSD ( $r(t) = V_r \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t + \phi_r)$ ).

$$\begin{aligned} v_p(t) &= s_e(t) \cdot r(t) = [s_m(t) + n(t)] \cdot r(t) = \\ &= [s(t) \cdot \text{sen}(\omega_c \cdot t + \phi_c) + n(t)] \cdot V_r \cdot \text{sen}(\omega_r \cdot t + \phi_r) = \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot s(t) \cdot V_r \cdot [\cos((\omega_c - \omega_r) \cdot t + (\phi_c - \phi_r)) - \cos((\omega_c + \omega_r) \cdot t + (\phi_c + \phi_r))] + n(t) \cdot r(t)$$

La base de funcionamiento del PSD se apoya en la condición de que la señal de referencia del multiplicador debe tener la misma frecuencia que la señal modulada de entrada. Esto justifica el uso del término "lock-in", ya que nos recuerda que estamos tratando con demoduladores que están 'bloqueados' a una señal de interés en virtud de un voltaje de referencia sincrónico o coherente [12].

Si esta condición se cumple, entonces  $\omega_c = \omega_r$  y la salida del multiplicador valdrá:

$$v_p(t) = \frac{1}{2} \cdot s(t) \cdot V_r \cdot [\cos(\phi_c - \phi_r) - \cos((\omega_c + \omega_r) \cdot t + (\phi_c + \phi_r))] + n(t) \cdot r(t) \quad (2.56)$$

En la expresión (2.56) se distinguen tres señales:

- a) Una señal desplazada al origen de frecuencias:

$$\frac{1}{2} \cdot s(t) \cdot V_r \cdot \cos(\phi_c - \phi_r)$$

- b) Una señal desplazada al doble de la frecuencia de la señal de referencia:

$$-\frac{1}{2} \cdot s(t) \cdot V_r \cdot [\cos((\omega_c + \omega_r) \cdot t + (\phi_c + \phi_r))]$$

- c) Y la señal formada por el producto del ruido con la señal de referencia.

$$n(t) \cdot r(t)$$

El producto del punto c) dará como resultado el desplazamiento de las componentes de ruido a valores suma y diferencia entre la frecuencia de referencia y la frecuencia de la componente. El ruido queda separado de la información, salvo en el caso en el que la frecuencia de alguna de las componentes se sitúe próxima o sea de igual valor que la frecuencia de referencia. En ese caso, la componente de ruido sería trasladada a las cercanías del origen de frecuencias y podría interferir sobre la señal de interés. Será el ancho de banda del filtro paso-bajo de salida el que marque en qué grado afectará dicho ruido a la información.

La señal del punto b) se trata de la información ponderada por 1/2 y por la amplitud de la referencia, pero desplazada al doble de frecuencia de esta.

Por último, la señal del punto a) se trata de la información ponderada por un 1/2, por la amplitud de la señal de referencia y por el coseno del desfase entre la portadora y la referencia. Esta señal se encuentra desplazada al origen de frecuencias.

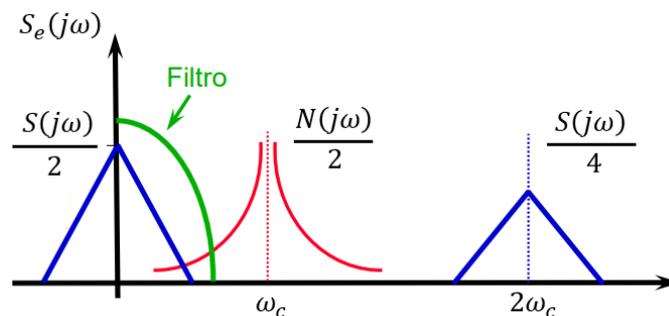
Cuando la salida del multiplicador atraviesa el filtro paso-bajo, la única señal que no sufre atenuación será la desplazada al origen de frecuencias (siempre que el ancho de banda del filtro sea mayor que el ancho de banda de la señal de información). Por lo tanto, a la salida tendremos:

$$V_o(t) = \frac{1}{2} s(t) \cdot V_r \cdot \cos(\Delta\phi) \quad (2.57)$$

donde  $\Delta\phi = \phi_c - \phi_r$ .

En la expresión (2.56) se supuso que la amplitud de la portadora es la unidad.

Por lo tanto, la ecuación (2.57) nos indica que la señal de interés  $s(t)$  queda trasladada al origen de frecuencias, separada del resto de componentes (señales (b) y (c)) y ponderada por un  $1/2$  y por un valor que depende del desfase entre portadora y referencia y de las amplitudes de ambas. La acción del filtro paso-bajo se puede visualizar en la figura 2.33:



**Figura 2.33.** Espectro a la salida del multiplicador.

En la figura 2.33 se ha supuesto valor unidad para las amplitudes  $V_e$  y  $V_r$ , así como que no existe diferencia de fase ( $\Delta\phi = 0$ ) entre la portadora del modulador y la señal de referencia del detector. En dicha figura se puede observar el espectro de la señal  $s(t)$  trasladado al origen de frecuencias y ponderado en  $1/2$ . Fuera del ancho de banda del filtro quedan el espectro de ruido modulado a la frecuencia de referencia  $\omega_r = \omega_c$  y la componente de la información desplazada al doble de la frecuencia de referencia.

El filtro paso bajo debe ser lo suficientemente selectivo para eliminar la mayor parte del ruido próximo a la frecuencia de referencia. Normalmente, la salida de los sensores suelen ser variaciones muy lentas en el tiempo, por lo que se puede hablar de señales continuas que varían cada cierto tiempo en función de la variable física a medir. Por ese motivo, el filtro paso bajo debe aproximar su frecuencia de corte lo máximo posible a continua, dejando fuera el ruido trasladado debido a su proximidad con  $\omega_r$ .

### 2.10.3.1. Medida de amplitud

En el caso de que se desee medir la amplitud de la señal de entrada al amplificador *lock-in*, según la expresión (2.57), la diferencia de fase entre la señal y la referencia ( $\Delta\phi$ ) deberá mantenerse constante y ser conocida. De esta forma la amplitud buscada será

proporcional al valor fijo del producto ( $\frac{1}{2} \cdot V_r \cdot \cos(\Delta\phi)$ ) y variará en función de las variaciones de la señal a medir  $s(t)$ .

### 2.10.3.2. Medida de fase

Si lo que se desea es medir el desfase entre la señal de entrada al PSD y la señal de referencia se deberá cumplir la condición de que la amplitud de la señal a medir se mantenga constante y su valor sea conocido, de forma que la amplitud de la onda de salida del PSD será proporcional al valor constante ( $\frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r$ ) y variará de forma proporcional al valor del coseno de la fase relativa ( $\Delta\phi$ ).

### 2.10.4. Multiplicador

Los principios de funcionamiento del detector síncrono se han fundamentado en el uso de un multiplicador "ideal", capaz de mantener su rendimiento con cualquier nivel de señal y ruido aplicado. Para que esto se cumpla, el multiplicador debe contar con un rango dinámico excepcional. En la práctica esto no ocurre y el multiplicador, para ciertos niveles de ruido y señal, tendrá problemas de intermodulación y linealidad.

Con el objetivo de encontrar un circuito que ofrezca el rango dinámico más amplio que permita maximizar la capacidad de recuperación de la señal, la solución utilizada en la mayoría de los amplificadores *lock-in* se trata del multiplicador de conmutación. La adopción de un circuito de conmutación conduce a un grado de precisión que no puede ser igualada por los otros multiplicadores y, además, tiene la ventaja añadida de la simplicidad operativa [12].

En la figura 2.34 se muestra el multiplicador de conmutación.

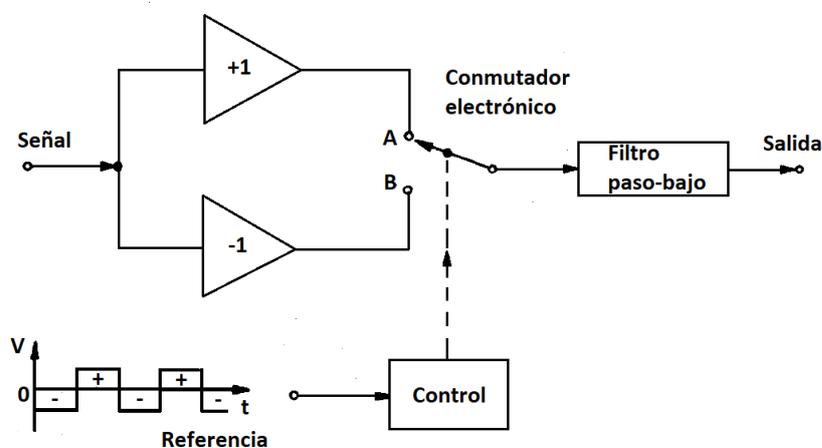


Figura 2.34. PSD con multiplicador de conmutación.

En este caso el multiplicador ahora es impulsado por una forma de onda de conmutación cuadrada. La salida del conmutador es una onda cuadrada con valores positivos iguales a los de la señal de entrada y valores negativos igual a la señal de entrada invertida.

### 2.10.5. Señal de referencia

El detector sensible a la fase se apoya en un canal de referencia que suministra la forma de onda de conmutación precisa necesaria para la detección de la señal. La señal de referencia puede generarse de forma interna o externa. Normalmente, la señal de referencia suele estar ya en el sistema al ser la misma que se ha usado para modular la información.

Se puede añadir un desplazador de fase para modificar la fase de la señal de referencia y así controlar la sensibilidad de la señal de salida modificando el valor del  $\cos \Delta\phi$ .

Hasta ahora se ha estudiado el funcionamiento del PSD cuando la señal de referencia, es decir, la portadora usada en el demodulador es una señal sinusoidal. En este apartado se muestra qué ocurre si en lugar de hacer uso de ese tipo de señal, utilizamos una señal cuadrada como referencia obtenida mediante el multiplicador de conmutación. Al mismo tiempo se hará una comparación entre ambas para saber cuál nos brinda una mejor SNR.

Para comparar la referencia de onda cuadrada con el caso de onda senoidal, bastará con observar el efecto producido por el armónico fundamental de la onda cuadrada, lo que equivale a suponer una referencia senoidal con amplitud igual a la del primer armónico de la onda cuadrada.

### 2.10.6. Referencia con onda cuadrada

Para este caso suponemos que la información está modulada por una señal senoidal y la referencia es una onda cuadrada, ambas de la misma frecuencia.

Para implementar el multiplicador de onda cuadrada se hace uso del montaje mostrado en la figura 2.34, que se trata de una conmutación de la señal de entrada entre ganancia +1 y -1, lo que equivale a multiplicar la señal por una onda cuadrada de amplitudes +1 y -1.

Para poder visualizar lo que ocurre en este caso concreto, se expresa la onda cuadrada en series de *Fourier*. El resultado es:

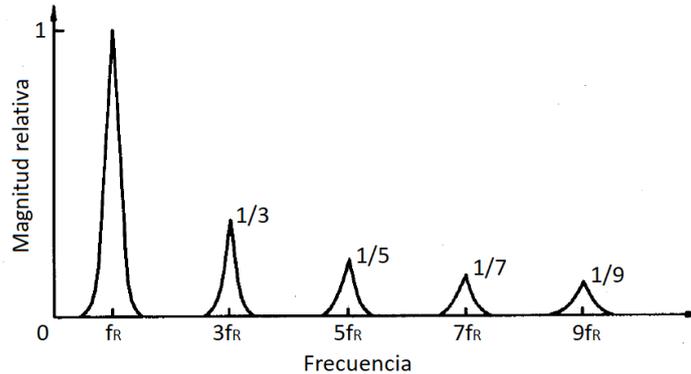
$$r(t) = \frac{4}{\pi} \left[ \sin(\omega_r t + \phi_r) - \frac{1}{3} \sin(3(\omega_r t + \phi_r)) + \frac{1}{5} \sin(5(\omega_r t + \phi_r)) - \dots \right] =$$

$$= \frac{4}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin[(2n+1)\omega_r t + (2n+1)\phi_r]$$

(2.58)

Según la expresión (2.58), la onda cuadrada equivale a un sumatorio de senos (armónicos) a frecuencias múltiplo de la fundamental y ponderados por coeficientes que se van reduciendo

a medida que la frecuencia del armónico es mayor. En la figura 2.35 se muestra su espectro normalizado.



**Figura 2.35.** Cinco primeros armónicos de la onda cuadrada.

Si la señal de entrada al multiplicador es la información modulada de la forma:

$$s_m(t) = s(t) \cdot V_c \cdot \text{sen}(\omega_c \cdot t + \phi_c)$$

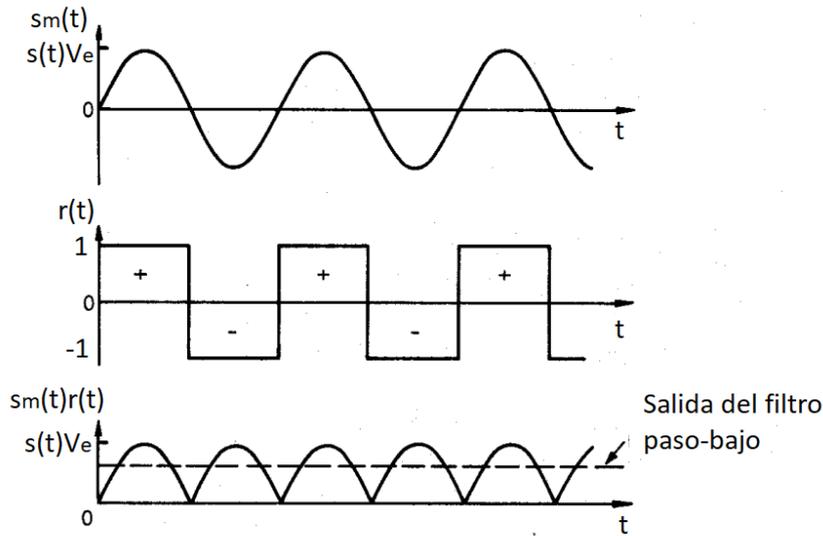
donde  $s(t)$  es la información de interés, la salida del multiplicador será:

$$v_p(t) = \frac{2}{\pi} V_c \cdot s(t) \left[ \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos\{[(2n+1)\omega_r - \omega_c]t + (2n+1)\phi_r - \phi_c\} - \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos\{[(2n+1)\omega_r + \omega_c]t + (2n+1)\phi_r + \phi_c\} \right] \quad (2.59)$$

Si se cumple la condición ( $\omega_r = \omega_c$ ), entonces la salida del filtro paso bajo será:

$$v_o = \frac{2}{\pi} V_c \cdot s(t) \cdot \cos(\phi_r - \phi_c) \quad (2.60)$$

Resultado en el que se ha supuesto ganancia unidad para la banda de paso del filtro. En la figura 2.36 se muestran las señales de entrada, referencia y salida del multiplicador en el caso en el que no exista diferencia de fase entre la señal de entrada y la de referencia.



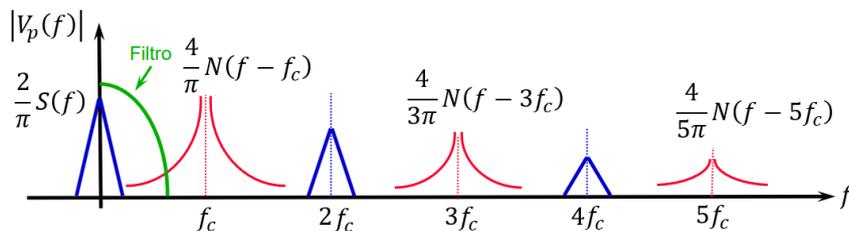
**Figura 2.36.** Formas de onda en un PSD operando con una entrada senoidal.

En la figura 2.36 se ha supuesto constante el valor de la señal modulada por lo que la amplitud de  $s(t)$  no varía. Se muestra así simplemente por simplicidad de la figura y mejor comprensión de esta. Hay que tener en cuenta que, como se ha indicado antes, esto es lo que va a ocurrir en la realidad en la mayoría de los casos en los que estemos midiendo la salida de un sensor, tal y como ocurre en la aplicación que se estudia en el presente trabajo.

En el caso en el que a la señal de entrada al PSD se le sume una señal de ruido  $n(t)$ , la expresión de salida del multiplicador quedaría:

$$v_p(t) = \frac{2}{\pi} V_c \cdot s(t) \left[ \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos\{[(2n+1)\omega_r - \omega_c]t + (2n+1)\phi_r - \phi_c\} - \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos\{[(2n+1)\omega_r + \omega_c]t + (2n+1)\phi_r + \phi_c\} \right] + n(t) \cdot r(t) \quad (2.61)$$

Y su espectro presentaría el siguiente aspecto.

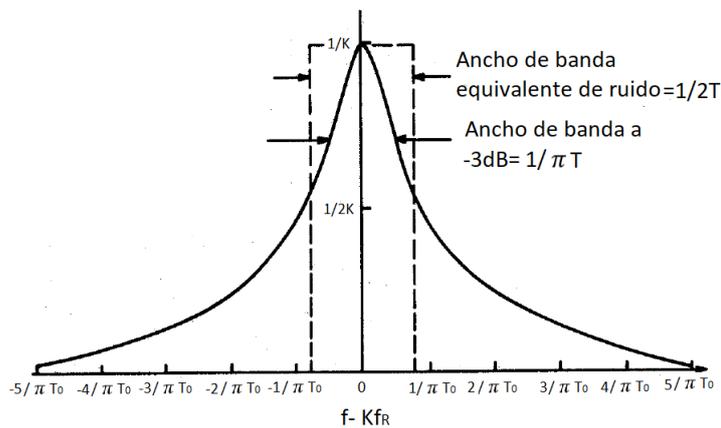


**Figura 2.37.** Espectro de la señal de salida del multiplicador.

El ruido queda modulado a las frecuencias de los armónicos de la onda de referencia y ponderado por los correspondientes coeficientes según la expresión de *Fourier* vista en la ecuación (2.58), mientras que la señal de interés es desplazada al origen con componentes también en los múltiplos pares de la frecuencia de referencia.

Existe un problema relacionado con la presencia de estos armónicos en la señal de referencia. Se va a generar una ventana de transmisión en cada una de las frecuencias armónicas, que va a ser capaz de trasladar al origen de frecuencias cualquier componente indeseada cuya frecuencia coincida con la del armónico o esté cerca de ella, siempre que la diferencia de ambas se encuentre dentro del ancho de banda del filtro paso bajo.

En la figura 2.38 se muestra la *K*-ésima ventana de transmisión generada por la onda de referencia cuadrada.



**Figura 2.38.** *K*-ésima ventana de transmisión de un PSD con filtro paso bajo de 6dB/octava con constante de tiempo  $T_0$ .

En la figura 2.38 se muestra en línea discontinua el ancho de banda equivalente del filtro paso-bajo de salida del PSD. Si alguna de las componentes no deseadas a la entrada oscila a una frecuencia de valor cercano a la de algún armónico de referencia y, por tanto, su diferencia con la frecuencia  $Kf_R$  del *K*-ésimo armónico a la salida del multiplicador se encuentra dentro del ancho de banda equivalente del filtro paso-bajo, esa componente discreta de ruido se trasladará al origen ponderada en amplitud por el correspondiente coeficiente del *K*-ésimo armónico, al igual que la señal de interés es trasladada al origen debido a que su frecuencia coincide con la componente fundamental de la referencia.

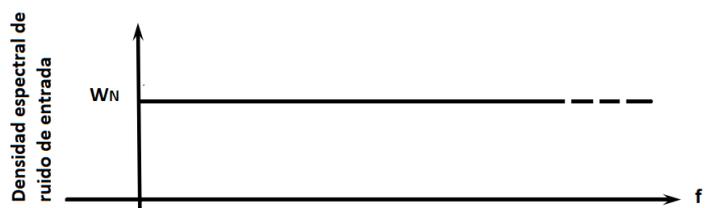
Esa componente no deseada se sumará a la información provocando un error en la medida. Ahora se va a calcular la magnitud de ese error debido a las ventanas de transmisión y se va a comparar con el que se produciría si la señal de referencia fuese una onda sinusoidal.

Hay que hacer un inciso para apuntar el hecho de que la existencia de las ventanas de transmisión también nos brinda infinitas posibilidades de demodular a infinitas frecuencias  $((2n + 1)f_r = f_e)$ , de hecho, lo podemos hacer a la frecuencia de cualquiera de los armónicos, simplemente modulando la señal de interés a dicha frecuencia. Se escoge la del armónico

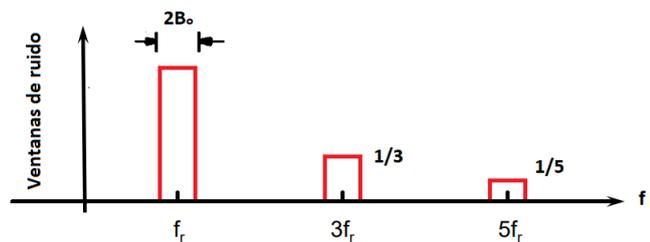
principal porque, evidentemente, es la que mayor ponderación brinda, es decir, mayor sensibilidad. Cuanto mayor es el armónico, menor es el factor de ponderación  $\frac{1}{\pi(n+1)}$ .

Volviendo al efecto que producen las ventanas de transmisión sobre el nivel de ruido presente a la salida, su importancia práctica se debe al hecho de que representan regiones de frecuencia donde el detector sensible a la fase es susceptible a componentes discretas de interferencia. Este problema no se produce, evidentemente, en detectores síncronos "ideales" que utilizan una referencia de onda sinusoidal, a menos que estas interferencias se originen muy cerca de la frecuencia de referencia.

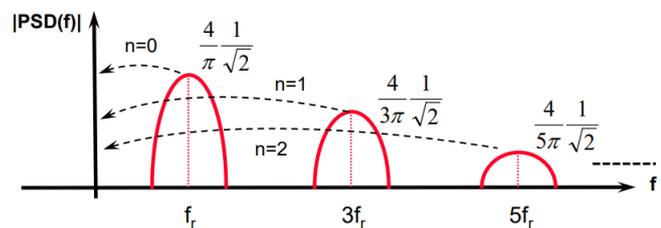
El efecto total de las ventanas de transmisión para una banda de ruido blanco puede visualizarse y calcularse de la siguiente manera.



(a)



(b)



(c)

**Figura 2.39.** Ventanas de transmisión del PSD: (a) Ruido plano. (b) Ventanas de transmisión de ruido plano. (c) Traslación al origen del ruido presente en las ventanas, ponderado por el respectivo coeficiente.

La potencia de ruido total trasladada al origen, debida a la aportación de las infinitas ventanas de transmisión, se puede expresar como:

$$P_N = \frac{K_n^2}{(\sqrt{2})^2} \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \sum_{n=0}^{n=\infty} \left(\frac{1}{2n+1}\right)^2 B_o = K_n^2 B_o \quad (2.62)$$

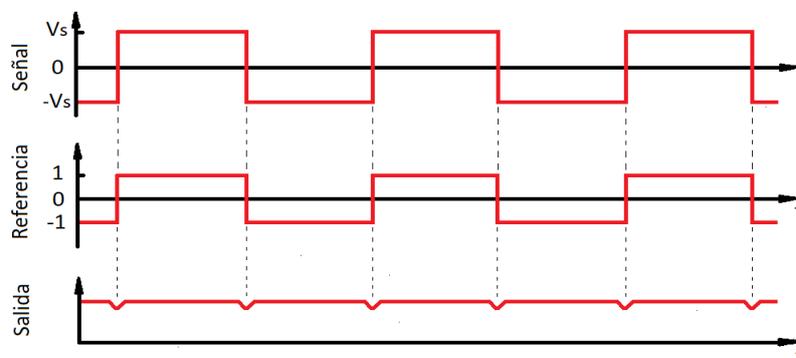
Como se ha dicho, el efecto de las ventanas de transmisión no se produce si la onda de referencia es una senoidal. Para comparar este caso con el de onda cuadrada, calculamos el ruido trasladado al origen debido a la ventana de la componente fundamental, la cual equivale a una onda senoidal de amplitud  $\frac{4}{\pi}$ .

$$P_N = \frac{K_n^2}{(\sqrt{2})^2} \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 B_o = \frac{8}{\pi^2} K_n^2 B_o \quad (2.63)$$

Comparando las expresiones (2.62) y (2.63) vemos que la potencia de ruido es  $\frac{\pi^2}{8}$  mayor que en el caso de la senoidal y ya que la amplitud de la información obtenida sería igual en las dos situaciones, la SNR empeoraría en un factor  $\left(\frac{\pi^2}{8}\right)$ , lo que equivale a 1,23 o en decibelios 0.9dB, que en la práctica no suele ser importante. Este resultado muestra un aumento de sólo el 23% sobre la potencia de ruido transmitida por la ventana fundamental y representa un aumento de alrededor del 11% ( $\sqrt{1,23} = 1,11$ ; +11%) en la fluctuación de salida. Podemos concluir que, para el ruido blanco, el efecto del ruido en las ventanas de orden superior es insignificante en términos prácticos.

Aunque el aumento de ruido a la salida al usar una señal cuadrada de referencia no es determinante, hay un caso en el que vamos a poder compensar ese aumento de ruido con un aumento de señal. En el caso de que excitemos nuestro experimento con una señal cuadrada de la misma frecuencia y fase que la de referencia la salida no va a tener las oscilaciones que nos encontrábamos en el caso de un seno, como vimos en la figura 2.36.

La figura 2.40 muestra la salida para el caso que estamos tratando.



**Figura 2.40.** Formas de onda para una señal cuadrada de entrada al PSD en fase con la referencia.

La respuesta neta es mayor que la obtenida con una onda senoidal del mismo valor eficaz porque ahora hay una contribución de cada uno de los componentes de *Fourier* totalmente síncronos de los voltajes de señal y referencia.

Al igual que ocurría con las ventanas de ruido, las componentes de *Fourier* de la señal de entrada al coincidir con las frecuencias centrales de cada ventana de transmisión de la onda de referencia se irán trasladando y sumando en el origen, por lo que el nivel de la señal de salida se verá aumentado en un factor  $\frac{\pi^2}{8}$ , al igual que ocurría con el ruido.

$$\left[ 1 + 1/9 + 1/25 + \dots = \frac{\pi^2}{8} \right] \quad (2.64)$$

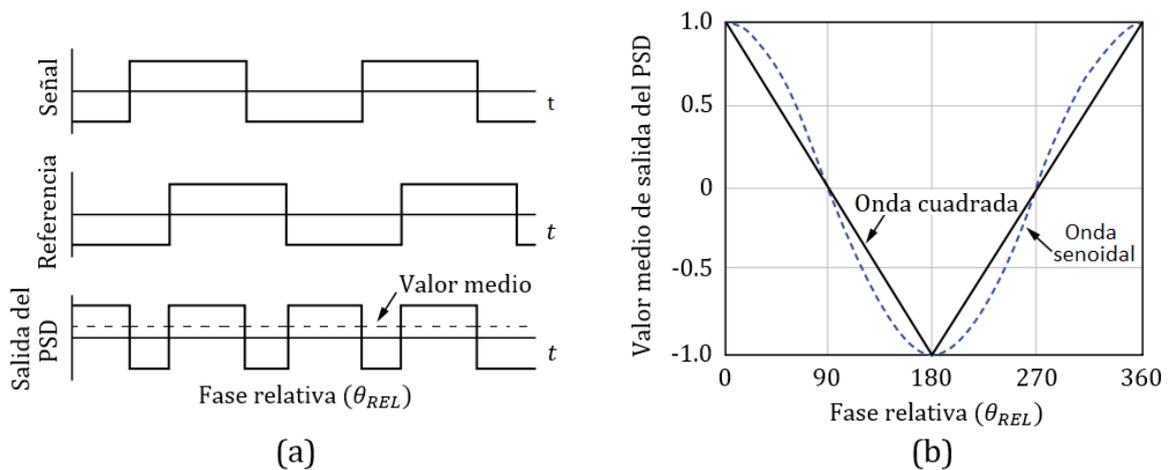
Este es, precisamente, el factor por el cual el ruido cuadrático medio aumenta cuando el ruido blanco se "filtra" a través de las ventanas de transmisión de los armónicos de la señal de referencia. Al agregar las componentes de *Fourier* adicionales a la componente fundamental (señal sinusoidal) se consigue aumentar la señal a expensas del ruido. La respuesta se incrementa en un 23%, lo cual compensa el aumento del 11% del valor *RMS* del ruido. La diferencia entre el aporte de las componentes de señal y las de ruido se debe, por supuesto, a que las contribuciones de la señal se suman coherentemente mientras que las salidas de ruido individuales deben agregarse en un sentido del valor cuadrático medio [12].

La principal conclusión que podemos obtener de este análisis es que, para el caso de ruido plano, la señal de referencia que más nos interesa es la que sea igual a la señal usada para modular la información.

Si existe un desfase entre la señal de entrada y la de referencia, la componente continua resultante a la salida tendrá la siguiente expresión:

$$V_o = V_s \left[ 1 - \frac{\phi}{90} \right], \text{ con } 0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \quad (2.65)$$

Esta expresión da lugar a una variación lineal a trozos característica en la salida de c.c., tal y como se muestra en la figura 2.41 (b). La respuesta clásica a una onda sinusoidal sincrónica se muestra también para recordar cómo las características de manejo de un detector sensible a la fase pueden cambiar con diferentes tipos de señales.



**Figura 2.41.** Formas de onda y respuesta de fase de un PSD: (a) Señales de entrada, referencia y salida. (b) Valor medio de salida en función de la fase relativa entre la señal de entrada y la de referencia.

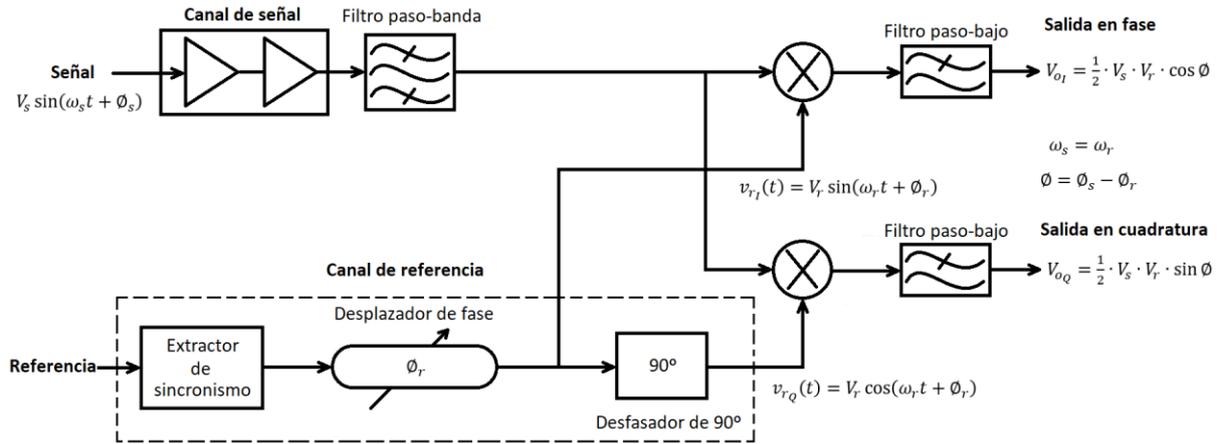
En la figura 2.41 (b) se puede apreciar como la salida máxima se da cuando ambas señales están en fase o desfasadas  $180^\circ$ , produciéndose en este último caso una inversión de signo de la salida.

### 2.10.7. Amplificadores *lock-in* de doble fase. Medida de amplitud y medida de fase

Se ha visto como la salida de los amplificadores *lock-in* depende de la amplitud y de la fase de la señal de entrada, es decir, de la información a medir. Cuando sea necesario una medida de la amplitud la fase tendrá que ser conocida y constante. Del mismo modo, si lo que se pretende es hacer una medida de la fase de la señal de entrada, el valor de la amplitud deberá ser conocido y constante para poder aplicar la expresión (2.57).

Se concluye, por tanto, que existe una dependencia mutua a la hora de obtener la amplitud y la fase de la señal a medir. Esta dependencia desaparece con el uso de los amplificadores *lock-in* de doble fase.

Los amplificadores *lock-in* de doble fase van a hacer uso de dos señales de referencia idénticas pero desfasadas entre ellas  $90^\circ$ . De esta manera, una de las referencias estará en fase con la señal de entrada, mientras que la otra estará en cuadratura con esta. En la figura 2.42 se muestra el esquema básico de un amplificador *lock-in* de doble fase.



**Figura 2.42.** Amplificador *lock-in* de doble fase.

En la figura 2.42 se identifican las siguientes señales:

- Señal de entrada  $\Rightarrow v_s(t) = V_s \sin(\omega_s t + \phi_s)$
- Señal de referencia en fase  $\Rightarrow v_{r_I}(t) = V_r \sin(\omega_r t + \phi_r)$
- Señal de referencia en cuadratura  $\Rightarrow v_{r_Q}(t) = V_r \cos(\omega_r t + \phi_r)$
- Señal de salida en fase  $\Rightarrow V_{oI} = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot \cos \phi$
- Señal de salida en cuadratura  $\Rightarrow V_{oQ} = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot \sin \phi$

Para la salida del multiplicador en fase se tiene:

$$v_{pI}(t) = v_s(t) \cdot r_I(t) = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot [\cos((\omega_s - \omega_r) \cdot t + (\phi_s - \phi_r)) - \cos((\omega_s + \omega_r) \cdot t + (\phi_s + \phi_r))]$$

Cuando  $(\omega_s = \omega_r)$ , a la salida del filtro en fase se tiene:

$$V_{oI} = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot \cos(\phi_s - \phi_r) = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot \cos \phi$$

En cuanto a la salida en cuadratura, después del multiplicador se tiene:

$$v_{pQ}(t) = v_s(t) \cdot r_Q(t) =$$

$$= \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot [\text{sen}((\omega_s + \omega_r) \cdot t + (\phi_s + \phi_r)) + \text{sen}((\omega_s - \omega_r) \cdot t + (\phi_s - \phi_r))]$$

Cuando  $(\omega_s = \omega_r)$ , a la salida del filtro en cuadratura se tiene:

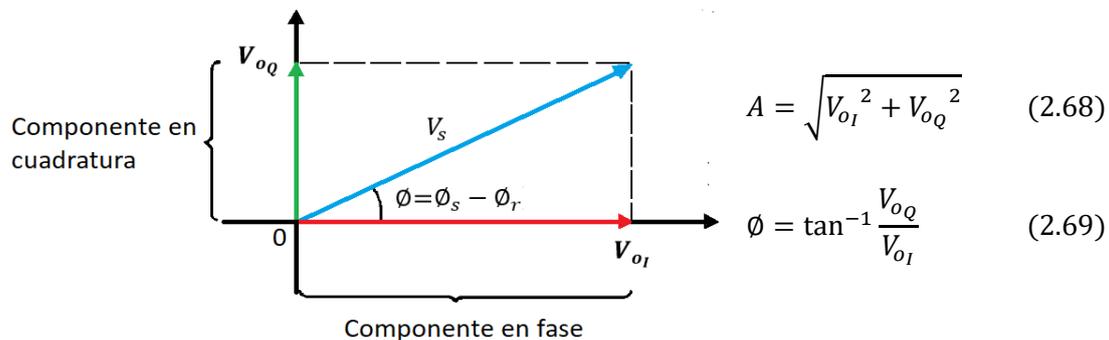
$$V_{oQ} = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot \text{sen}(\phi_s - \phi_r) = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot \text{sen } \phi$$

Por lo tanto, se obtienen dos salidas, una en función del coseno del desfase (la salida en fase) y otra en función del seno de este (salida en cuadratura):

$$\text{Salida en fase} \Rightarrow V_{oI} = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot \text{cos } \phi \quad (2.66)$$

$$\text{Salida en cuadratura} \Rightarrow V_{oQ} = \frac{1}{2} \cdot V_s \cdot V_r \cdot \text{sen } \phi \quad (2.67)$$

Las expresiones (2.66) y (2.67) muestran la forma matemática de las señales que se pueden medir a la salida del amplificador *lock-in* de doble fase. Teniendo los valores medidos de  $V_{oI}$  y  $V_{oQ}$ , ahora sí es posible obtener el valor de la amplitud y de la fase de la señal de interés aplicando trigonometría. Las expresiones (2.66) y (2.67) representan las componentes cartesianas del vector de señal de salida del *lock-in*, tal y como se aprecia en la figura 2.43 y en las expresiones (2.68) y (2.69).



**Figura 2.43.** Representación cartesiana y polar de la señal de salida.

Se ve en las expresiones (2.68) y (2.69) que ni la amplitud  $A$  depende de la fase, ni la fase  $\phi$  depende de la amplitud, siendo suficiente contar con los valores medidos a las salidas del amplificador *lock-in*.

### 2.10.8. Filtro paso banda

Se usa para limitar al máximo la potencia de ruido en las cercanías de la frecuencia de referencia, antes de que la señal ingrese en el PSD. Por lo tanto, debe estar centrado en dicha frecuencia y su ancho de banda será el menor posible, de manera que cuando el PSD traslade

al origen el espectro cercano a la frecuencia de referencia, se haya eliminado una gran parte del ruido cercano a la señal antes de pasar por el filtro paso bajo.

Este filtro solo sería necesario para eliminar ruido en frecuencias múltiplos de la frecuencia de referencia, que serían demodulados por el PSD.

### **2.10.9. Ganancia AC y DC**

En el esquema general del amplificador *lock-in* de la figura 2.29 se pueden observar dos amplificadores de señal, uno a la entrada y otro a la salida, amplificando la señal en la parte alterna y continua respectivamente.

#### **2.10.9.1. Amplificador AC**

Se trata de un amplificador colocado a la entrada del *lock-in* con el objetivo de aumentar la señal de interés a un nivel suficiente para superar el ruido propio del multiplicador y maximizar la amplitud de la información a su salida, de manera que se minimice el efecto de sus errores de continua. Amplifica a frecuencias alejadas del origen, ya que la información viene trasladada a la frecuencia de la portadora tras la modulación en amplitud.

Siempre va a interesar que la señal a medir cuente con la máxima amplitud posible a lo largo del amplificador *lock-in*, ya que esto va a reducir las aportaciones relativas de ruido de las diferentes etapas y va a ayudar a obtener el nivel de sensibilidad deseado, pero al mismo tiempo, se debe tener cuidado con la ganancia que se emplea ya que si se tiene una señal muy ruidosa se puede llegar a saturar el amplificador *lock-in*, a la vez que se pueden producir errores de linealidad en el demodulador.

#### **2.10.9.2. Amplificador DC**

Se sitúa a la salida del sistema de manera que mediante su ganancia se pueda obtener la sensibilidad deseada para la aplicación.

Es un amplificador que va a trabajar con señales en continua ya que a su entrada ingresa la salida del filtro paso bajo.

Se le suele denominar amplificador de expansión, ya que es el que expande el valor de la salida [12].

### **2.10.10. Filtro paso-bajo**

Los filtros paso-bajo utilizados en los PSD de la mayoría de los amplificadores *lock-in* se basan en un filtro R-C de una o dos secciones que ofrecen una atenuación de 6dB o 12dB por octava más allá de la frecuencia de corte. Los filtros con roll-off más agudo serán más eficaces a la hora de suprimir el ruido en las frecuencias cercanas a la de corte.

También se debe tener en cuenta el valor de la constante de tiempo. Es aconsejable utilizar el menor valor posible para asegurar que la respuesta del amplificador *lock-in* no sea demasiado lenta. El tiempo de estabilización del filtro es importante en este contexto, ya que tiene en cuenta la recuperación del filtro después de un cambio de nivel de la señal. Sin embargo, hay que tener en cuenta que, aunque una constante de tiempo mayor implica un mayor tiempo de estabilización, también supone una disminución en el valor *RMS* del ruido a la salida del filtro.

### **2.10.11. Principales parámetros de un amplificador *lock-in***

Se van a tratar en este apartado algunos de los parámetros que caracterizan a los amplificadores *lock-in*, de manera que podamos tener los argumentos suficientes para poder valorar la calidad de este tipo de circuitos.

#### **2.10.17.1. Sensibilidad a escala completa**

La sensibilidad a escala completa es el valor *RMS* de una señal sinusoidal síncrona en fase a la entrada del amplificador *lock-in*, la cual provoca el mayor valor de salida posible en el mismo, es decir, la salida a escala completa.

La expresión para el caso del amplificador *lock-in* es:

$$S_F = \frac{S_D}{G_{AC} \cdot G_{DC}} \quad (2.70)$$

donde  $S_D$  es la sensibilidad a escala completa del PSD (cuya definición es la misma que la dada en el párrafo anterior, pero especificada para el PSD) y  $G_{AC}$  y  $G_{DC}$  son las ganancias de los amplificadores de alterna y continua respectivamente.

El valor de la salida en función de la sensibilidad a escala completa será:

$$V_o = V_F \cdot \frac{V_S}{S_F} \cdot \cos \emptyset \quad (2.71)$$

donde  $\begin{cases} V_F \text{ es el valor de salida a escala completa} \\ V_S \text{ es el valor r.m.s. de la onda senoidal síncrona de entrada} \\ \emptyset \text{ es la diferencia de fase entre las señales en el PSD} \end{cases}$

Expresión de la que se deduce que la sensibilidad del amplificador *lock-in* vale:

$$S = \frac{V_F}{S_F} \cdot \cos \emptyset \quad (2.72)$$

Por lo que si se disminuye la sensibilidad a escala completa se estará aumentando la sensibilidad del sistema.

### 2.10.17.2. Linealidad y rechazo fuera de fase

Se trata de un parámetro específico de los detectores sensibles a la fase. El rechazo fuera de fase mide el nivel de voltaje máximo de una señal asíncrona, es decir fuera de la frecuencia de detección y de cualquier ventana de transmisión armónica, que admite el detector antes de que se pierda la linealidad y se cometan errores graves a la salida por distorsión y recorte en los circuitos electrónicos. La manera de cuantificar esto es dividiendo el valor *RMS* de una onda sinusoidal asincrónica (fuera de fase) entre el producto del valor *RMS* de una onda sinusoidal síncrona (en la frecuencia de detección) que provoque el valor máximo de salida en el detector, por la fracción de cambio que se produce a la salida debida a la señal asincrónica. Su expresión es la mostrada a continuación.

$$\text{Rechazo } f. f. = \frac{\text{r. m. s. de una onda senoidal asíncrona}}{\text{r. m. s. ona senoidal síncrona} \times \text{Fracción de cambio a la salida}} \quad (2.73)$$

El cambio de salida generalmente se atribuye a la no linealidad en la función de transferencia del detector sensible a la fase.

Se debe entonces buscar el equilibrio entre medir señales muy ruidosas a costa de la linealidad o mantener esta última y no aceptar señales con un cierto nivel de ruido.

### 2.10.17.3. Reserva dinámica del sistema

La reserva dinámica es la relación entre el valor máximo permitido a la entrada para una señal asíncrona (entendiéndose por señal asíncrona aquella que no coincide con la frecuencia de referencia del sistema ni queda dentro del ancho de banda de ninguna ventana de transmisión de este) y el valor de señal síncrona a la entrada que provoque el valor de escala completa a la salida (la salida máxima). Es decir, es una relación entre el valor máximo del ruido y el valor máximo de señal a la entrada del sistema. Guarda relación con el rechazo fuera de fase, ya que este observa la pérdida de linealidad en función del valor de ruido a la entrada comparada con el valor de señal de entrada que produce la salida máxima.

Atendiendo a esta definición, la expresión de la reserva dinámica es:

$$r_i = \frac{\text{valor pico a pico máximo para una senoidal asíncrona a la entrada}}{\text{valor pico a pico de una señal síncrona a fondo de escala}} \quad (2.74)$$

La definición de reserva dinámica está orientada a la medición en circunstancias en las que la interferencia dominante se debe al ruido de banda estrecha o a la captación de frecuencias discretas. No es válida para fuentes de ruido de banda ancha. En este último caso, si un detector sensible a la fase funcionara con una señal y ruido de banda ancha en el límite de la reserva dinámica, el principal factor que limitaría la precisión sería la fluctuación relativamente grande que aparecería en la salida como consecuencia del ruido

residual introducido por las ventanas de transmisión fundamental y de orden superior (a menos que se disponga de un tiempo extremadamente largo para la medición, esto es, un ancho de banda muy reducido del filtro de salida).

En vista de lo expuesto, los fabricantes suelen utilizar la definición alternativa:

$$r_i = \frac{\text{valor r. m. s. máximo para una señal asíncrona a la entrada}}{\text{sensibilidad a fondo de escala (r. m. s.)}} \quad (2.75)$$

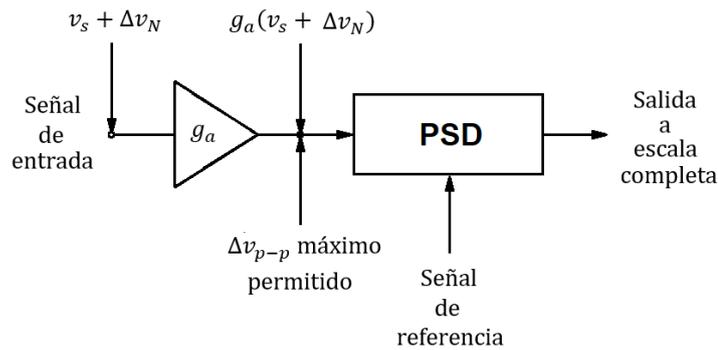
Para tener una referencia de “cuánto” es el valor máximo para una señal asíncrona, se suele tomar como referencia el valor de sobrecarga dado por el fabricante.

Basándonos en esto último, podemos afirmar que la reserva dinámica va a depender de la ganancia en continua a la salida del amplificador *lock-in*. Si, por ejemplo, la entrada de señal que provoca la máxima salida es de 1mV y se cuenta con una reserva dinámica de 60dB (x1000), entonces la máxima entrada asíncrona permitida sin que se sobrepase la sobrecarga será de 1V. Pero si aumentamos la ganancia de salida x10, a la entrada, para obtener el mismo valor máximo de salida, nos bastará con una señal de 100μV, mientras que la entrada asíncrona máxima seguirá siendo 1V. Es decir, que habremos aumentado la reserva dinámica al aumentar la ganancia de salida.

Hay dos cuestiones a tener en cuenta con los niveles de ruido a la entrada. El primero es que altos niveles de ruido pueden llegar a producir errores de linealidad en el sistema.

La segunda tiene que ver con las componentes de ruido discretas a frecuencias concretas que estén dentro del ancho de banda de alguna ventana de transmisión, es decir, que sean síncronas. Cuando existe una componente discreta de ruido de frecuencia próxima a la de alguna ventana de transmisión, esa interferencia se trasladará a la salida del *lock-in* a la frecuencia diferencia (entre la frecuencia central de la ventana y la de la propia interferencia), con el consiguiente error y aumento de la sobrecarga de salida. El resultado es una pérdida de reserva dinámica en determinados rangos de frecuencia críticos. Por este motivo, el parámetro de reserva dinámica no se puede tomar como una característica general, sino que es más apropiado tomarlo como un valor máximo alcanzable.

En resumen, para un nivel fijo de entrada síncrona al instrumento, encontramos que el sistema puede tolerar niveles de ruido de entrada progresivamente más altos a medida que la ganancia de entrada  $G_{AC}$  se reduce y la ganancia de salida  $G_{DC}$  se incrementa para mantener constante la sensibilidad global. De este modo la reserva dinámica medida en la entrada puede ser controlada cambiando la distribución de la ganancia interna. Si buscamos mantener la linealidad, es esencial limitar la oscilación de la tensión en la entrada del amplificador a un valor máximo bien definido. Este es el nivel de sobrecarga de entrada.



**Figura 2.44.** Identificación de voltajes en el PSD.

En la figura 2.44 se pueden identificar los siguientes voltajes: en primer lugar, la señal  $v_s$  en la entrada es una señal de escala completa que da una indicación de escala completa en el medidor de salida; en segundo lugar,  $\Delta v_N$  representa el valor pico a pico del ruido de entrada; por último,  $\Delta v_{p-p}$  es la máxima oscilación de tensión permitida en la entrada del detector sensible a la fase.

#### 2.10.17.4. Capacidad de sobrecarga del sistema

Al contrario que la reserva dinámica, la cual se mide con un canal de señal de banda ancha y la especificación suele ser válida a lo largo de muchas décadas de frecuencia, ahora la capacidad de sobrecarga del sistema se trata de una especificación de banda estrecha. La capacidad de sobrecarga va a depender totalmente de los filtros disponibles para el acondicionamiento de la señal y de la separación de la frecuencia de la señal de las frecuencias características de cualquier ruido e interferencia asociados. La capacidad de sobrecarga máxima alcanzable tiene la siguiente expresión:

$$\text{Capacidad de sobrecarga} = \frac{\text{Nivel de sobrecarga de entrada}}{\text{Sensibilidad a fondo de escala}}$$

La máxima capacidad de sobrecarga alcanzable sólo se va a dar para componentes de ruido discretas en frecuencias concretas, las cuales se vean sometidas a la máxima atenuación por parte de los filtros anteriores al PSD.

La relación entre la capacidad de sobrecarga y la reserva dinámica se observa en la expresión (2.76):

$$F = \frac{\text{Capacidad de sobrecarga deseada}}{\text{Reserva dinámica}} \quad (2.76)$$

Donde  $F$  representa el factor de reducción de las componentes no deseadas por parte de los filtros de acondicionamiento de la señal.

#### 2.10.17.5. Estabilidad de salida

La estabilidad de salida hace referencia al error que se comete a la salida del PSD ante la ausencia de señal a la entrada, provocado por el offset debido a los cambios de nivel de la señal de referencia y por la deriva térmica de los circuitos de continua (desde el multiplicador hasta la salida del sistema). El offset se puede compensar, por lo que la sensibilidad del detector se ve limitada únicamente por la deriva térmica.

La deriva, denominada “estabilidad de la salida”, se expresa como una fracción de la tensión de salida a escala completa por Kelvin.

Los problemas de la deriva térmica se dan cuando el valor de la misma es comparable a la salida obtenida cuando a la entrada llega la señal mínima detectable. Trabajando con la sensibilidad a escala completa SD, se define la señal mínima detectable  $s_{min}$  como:

$$s_{min} = \delta \cdot S_D \quad (2.77)$$

donde  $\delta$  es *deriva/Kelvin*.

#### 2.10.17.6. Rango dinámico

Se trata de un parámetro de entrada, el cual se define en un extremo como la máxima oscilación de la tensión de entrada permitida y en el otro por la señal mínima detectable.

$$D_I = \Delta v / s_{min} \quad (2.78)$$

donde  $\Delta v$  es la máxima oscilación de entrada permitida.

La linealidad del PSD se va a degradar cuanto mayor sean las oscilaciones de tensión asíncronas permitidas a la entrada. Esto obliga a tomar un compromiso entre rango dinámico y linealidad, ya que la mejora de uno empeorará al otro.

Para especificar el rango dinámico de entrada se suele utilizar el mismo parámetro usado en la reserva dinámica, es decir, el de sobrecarga de entrada.

Basándonos en la expresión (2.75),  $\Delta v$  puede escribirse como:

$$\Delta v = r_i \cdot S_D$$

Combinando esta expresión con la de  $s_{min}$ , dada en la expresión (2.77), se puede escribir el rango dinámico de entrada como:

$$D_I = r_i / \delta \quad (2.79)$$

Se obtiene un resultado bastante independiente de la sensibilidad del PSD y de cualquier etapa de ganancia tras la detección.

Se observa que, para lograr un amplio rango dinámico, un detector sensible a la fase debe ser capaz de ofrecer una buena estabilidad de salida con un nivel alto de reserva dinámica.

Por lo tanto, el rango dinámico es una buena figura de mérito para comparar sistemas de detección sensibles a la fase, ya que tiene en cuenta tanto la reserva dinámica como la estabilidad de salida. Si se intenta mejorar la reserva dinámica aumentando la ganancia de salida, se va a degradar la estabilidad de salida. Se debe alcanzar un compromiso entre ambas y este compromiso se ve reflejado por el rango dinámico. Por eso es un buen parámetro de comparación.

#### **2.10.17.7. Equilibrio entre reserva dinámica y estabilidad de salida**

Ya se ha visto que la reserva dinámica puede aumentarse disminuyendo la ganancia del canal de señal (amplificador de entrada AC) y aumentando la ganancia del amplificador de expansión (amplificador de salida DC). Al disminuir la ganancia de entrada evitamos amplificar el ruido de entrada que puede llegar a ser mayor que la propia señal, por lo que se evita sobrecargar el PSD. Una vez recuperada la señal y eliminado el ruido tras el PSD y el filtro paso bajo, podemos amplificar a la salida para fijar una sensibilidad del circuito. Pero, tal y como se ha visto en la sección anterior, a la salida tenemos presente dos errores, offset y deriva, que se van a ver amplificados por el amplificador DC, lo que va a provocar una degradación de la estabilidad de salida.

Si la señal de entrada es extremadamente ruidosa se va a reducir la ganancia AC de entrada para no sobrecargar al PSD, de forma que recuperaremos la sensibilidad mediante la ganancia de salida a expensas de degradar la estabilidad de salida. Es decir, se antepone la recuperación de la señal sobre el mantenimiento de la estabilidad.

Si por el contrario la señal de entrada está libre de ruido, entonces se podrá aumentar la ganancia del amplificador de entrada sin sobrecargar al PSD y al mismo tiempo bajar la ganancia de la salida de manera que la estabilidad no se vea comprometida.

#### **2.10.17.8. Equilibrio entre sobrecarga y estabilidad de salida**

En ocasiones, las señales se ven afectadas únicamente por componentes discretas de ruido a gran escala, localizadas en frecuencias concretas. Para evitar la sobrecarga de entrada en la componente de interferencia, deberemos seleccionar un valor alto de reserva dinámica, pero esto va a empeorar la estabilidad de salida.

La solución pasa por un acondicionamiento de la entrada mediante filtros que atenúen la componente de ruido. Esto permitirá reducir la reserva dinámica y ganar estabilidad y por lo tanto precisión. En este caso es donde se justifica el filtro paso-banda (o paso-bajo) previo al multiplicador.

#### **2.10.17.9. Equilibrio entre rango dinámico y linealidad**

Supongamos que obtenemos la máxima reserva dinámica para un nivel de estabilidad deseado. El exceso de entrada asíncrona, debida al alto valor de reserva dinámica, afectaría a la linealidad. Para poder corregir esto debemos bajar la ganancia de entrada de manera que se reduzca el nivel de entrada al detector, para después recuperar la sensibilidad

perdida aumentando la ganancia de expansión a la salida. Pero esta última acción va a provocar a su vez una pérdida de estabilidad ya que vamos a amplificar los errores de offset y deriva, lo que conlleva un empeoramiento del rango dinámico según la expresión (2.79). Además de estas dos consecuencias, la mejora en la reserva dinámica no se podrá aprovechar ya que esto aumentaría la variación del voltaje de entrada (la señal asíncrona podría aumentarse al aumentar la reserva dinámica), lo que provocaría a su vez una pérdida de linealidad.

Por lo tanto, habría que sacrificar un posible aumento de la reserva dinámica en favor de una mejora de la linealidad.

# CAPÍTULO 3

## TRABAJO PRÁCTICO

### 3.1. MONTAJE DEL SISTEMA

#### 3.1.1. Funcionamiento general del sistema y esquema de montaje

El objetivo del sistema desarrollado en este trabajo es el de realizar medidas de peso con un alto grado de precisión y exactitud incluso ante interferencias como podrían ser perturbaciones externas o situaciones de estrés térmico que generen voltajes adicionales capaces de modificar la lectura final del sistema.

Para desarrollar la aplicación se acondiciona y se mide la señal recibida desde una célula de carga. En la figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques del sistema. El esquema completo se puede visualizar en el anexo I.

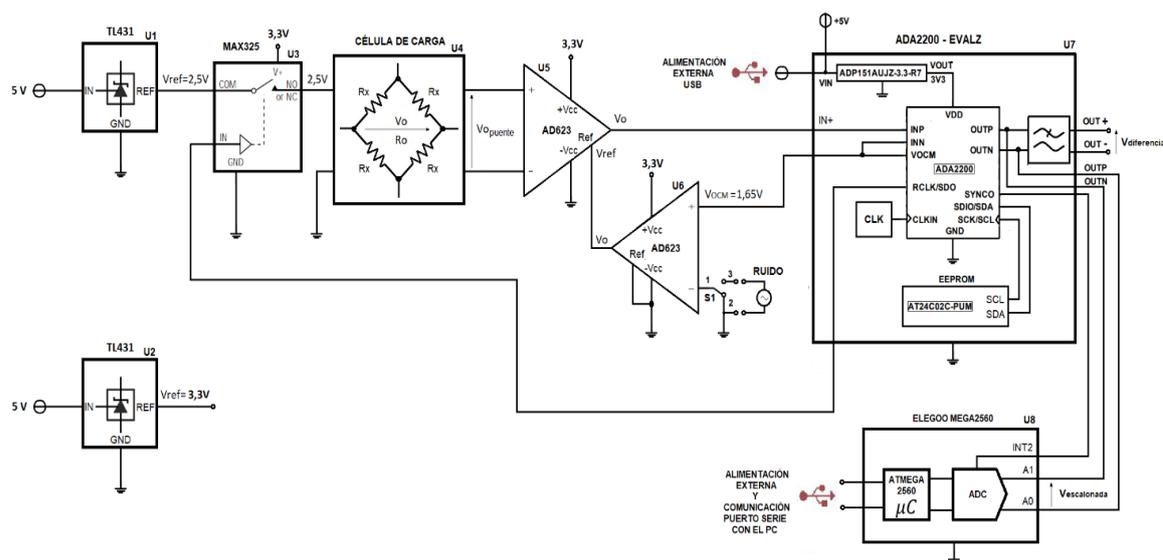


Figura 3.1. Diagrama de bloques del sistema de medida de peso.

El puente de galgas (U4) es alimentado mediante una señal cuadrada generada por el interruptor analógico MAX325 (U3), el cual está gobernado por la señal de referencia *RCLK* proporcionada por el ADA2200 (U7). Esta forma de alimentar el puente provoca que su señal de salida quede modulada, siendo la portadora una señal cuadrada de la misma frecuencia que la referencia *RCLK* y la moduladora el valor de salida diferencial del puente.

El voltaje de salida de la célula de carga es la información que refleja el valor del peso depositado sobre esta.

La salida diferencial del puente se amplifica mediante el amplificador de instrumentación AD623 (U5). Al mismo tiempo, la señal amplificada se monta sobre la referencia de continua  $V_{OCM}$ , también proporcionada por el ADA2200. Para añadir este nivel de continua se usa un segundo amplificador de instrumentación AD623 (U6), el cual permite simultáneamente introducir una fuente de ruido a través de su entrada inversora mediante el interruptor S1, que será utilizada para determinar la inmunidad del sistema a perturbaciones.

Al elevar la referencia de la señal al valor de  $V_{OCM}$  se consigue adaptar los niveles de señal a los requeridos por el ADA2200.

La información modulada y amplificada, junto con la señal de ruido si se hace uso de esa opción, ingresan en el ADA2200 por la entrada positiva  $IN+$  de la placa de evaluación. El ADA2200 lleva a cabo el proceso de demodulación síncrona separando la señal válida de la interferencia y proporcionando una salida diferencial escalonada a través de los pines  $OUTP$  y  $OUTN$ , proporcional al peso depositado sobre la célula de carga. Este voltaje diferencial de salida puede medirse de dos formas:

1. Midiendo por separado las señales escalonadas de  $OUTP$  y  $OUTN$  mediante el ADC contenido en la placa *ELEGOO Mega2560* (U8). Los voltajes correspondientes a cada escalón de ambas señales son procesados por el microcontrolador el cual proporciona un valor de salida diferencial final a través del puerto serie, que es recogido en un archivo *Excell* en el PC.
2. Midiendo directamente con un voltímetro el voltaje diferencial de salida entre los pines  $OUT+$  y  $OUT-$  de la placa de evaluación U7. Esta salida diferencial corresponde con la señal diferencial entre  $OUTP$  y  $OUTN$  filtrada mediante sendos filtros paso-bajo contenidos en la placa de evaluación ADA2200-EVALZ.

La alimentación se recibe desde dos fuentes distintas. La primera alimenta, mediante conexión USB, a la placa de evaluación ADA2200-EVALZ. Desde esa placa se proporciona alimentación de +5V a los reguladores de tensión U1 y U2. El primero alimenta con +2,5V al puente de galgas de la célula de carga, mientras que el segundo se encarga de proporcionar +3,3V de alimentación a los amplificadores (U5 y U6) y al interruptor analógico (U3).

La segunda fuente se obtiene, también mediante conexión USB al PC, y se encarga de alimentar exclusivamente a la placa *ELEGOO Mega2560*. Esta conexión también soporta la comunicación serie entre el PC y la placa.

En el diagrama de bloques de la figura 3.1 y en el esquema general del anexo I se pueden diferenciar cuatro bloques principales:

- Célula de carga.
- Circuito de excitación y acondicionamiento.
- Placa de evaluación ADA2200-EVALZ.

- Sistema de medida mediante ADC.

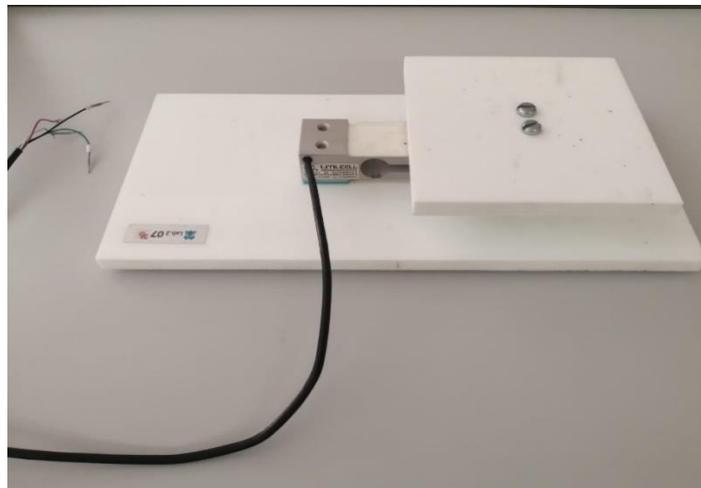
En los apartados siguientes se va a analizar cada bloque por separado.

### 3.1.2. Célula de carga

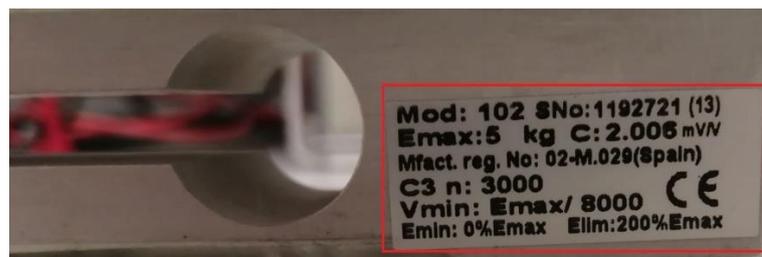
En este proyecto se ha hecho uso de una célula de carga de la marca UTILCELL, cuyas características se muestran en la tabla 3.1.

	Valor	Unidad
FS	5	Kg
Sensibilidad a FS	2,006	mV/V de FS
$R_V$	400	$\Omega$
$R_0$	350	$\Omega$

**Tabla 3.1.** Características de la célula de carga.



(a)

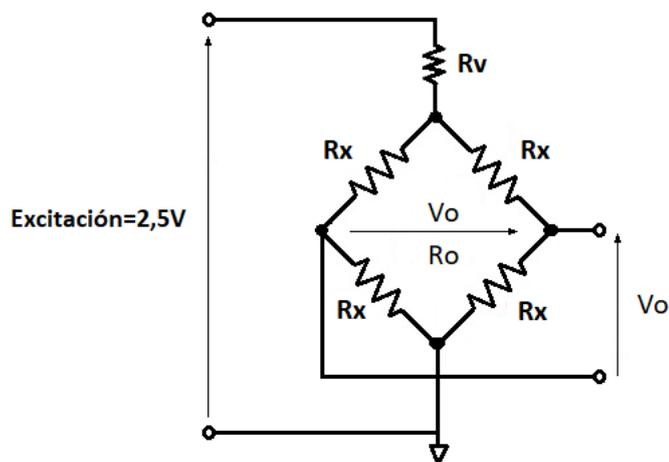


(b)

**Figura 3.2.** Imagen de la célula de carga: (a) Célula de carga UTILCELL; (b) Características de la célula de carga dadas por el fabricante.

La célula de carga transmite la deformación sufrida por el peso depositado sobre ella al puente de galgas adherido a su superficie. Esta deformación sobre el puente provoca una variación en el valor de sus resistencias, lo que se traduce en una señal eléctrica proporcional a la deformación producida por el peso.

Esa salida eléctrica es la que se va a acondicionar y medir con el sistema. En la figura 3.3 se muestra el circuito del puente de Wheatstone del que se compone la célula de carga.



**Figura 3.3.** Puente de Wheatstone de la célula de carga.

En la figura 3.2, en las características del fabricante, se aprecia que la célula es capaz de medir pesos de hasta 5Kg con una sensibilidad a fondo de escala de 2,006 mV/V. Esto significa que, por cada voltio de alimentación, la salida diferencial del puente de Wheatstone va a aumentar 2,006mV cuando el peso aplicado en la célula corresponda al de fondo de escala, es decir, a 5Kg. Mediante este dato podemos calcular la sensibilidad de la célula de carga, es decir, la relación entre el peso aplicado y el valor de la salida diferencial en voltios. Este valor será:

$$S = \frac{\text{Sensibilidad a FS} \times \text{Excitación}}{\text{Peso a FS}} = \frac{2,006 \frac{\text{mV}}{\text{V}} \cdot 2,5\text{V}}{5\text{Kg}} = 1,003 \text{ mV/Kg}$$

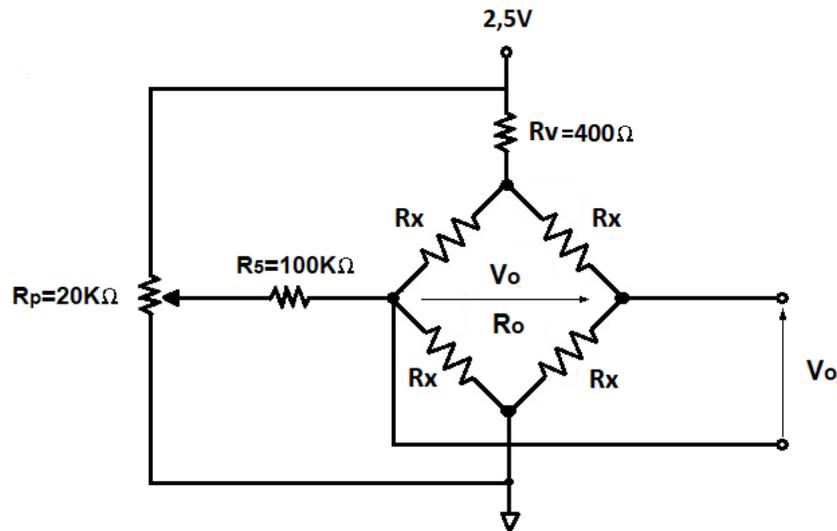
(3.1)

Esto se traduce en que, por cada kilogramo que se añada a la célula de carga el voltaje de la salida diferencial del puente de Wheatstone va a aumentar 1,003mV.

Por lo tanto, la expresión de la tensión diferencial de salida será:

$$V_o = \text{Peso} \cdot S \quad (3.2)$$

Con el objetivo de ajustar el offset de salida del puente de galgas, se ha montado un circuito de compensación consistente, únicamente, en una resistencia y un potenciómetro conectado tal y como se muestra en la figura 3.4.



**Figura 3.4.** Circuito de compensación del puente de galgas.

Lo que se consigue con el circuito de equilibrado, es ajustar la corriente que circula por el puente para anular o corregir el valor de offset cuando la célula está en reposo (0Kg). Variando  $R_p$  hasta que la  $V_o = 0V$  se anula el voltaje de offset de salida.

### 3.1.3. Placa ELEGOO Mega 2560

Se trata de una placa de desarrollo basada en el microcontrolador Atmega2560 R3 compatible con *Arduino IDE*. Cuenta con 54 pines de E/S digitales, 16 entradas analógicas, 4 UART y un oscilador de 16MHz.

La comunicación, así como la alimentación de la placa, se realizan a través de la conexión USB con la que cuenta. Además, la placa puede alimentarse a través de la red mediante un cargador externo.

El microcontrolador Atmega2560 incorpora un ADC de aproximaciones sucesivas de 10 bits. El ADC está conectado a un multiplexor de 16 canales que permite 16 entradas de tensión a través de los pines del puerto A.

Mediante la conexión USB, a través del puerto serie, se realiza la comunicación entre la placa y el PC, de forma que se pueden enviar los datos correspondientes a las medidas obtenidas mediante el ADC.

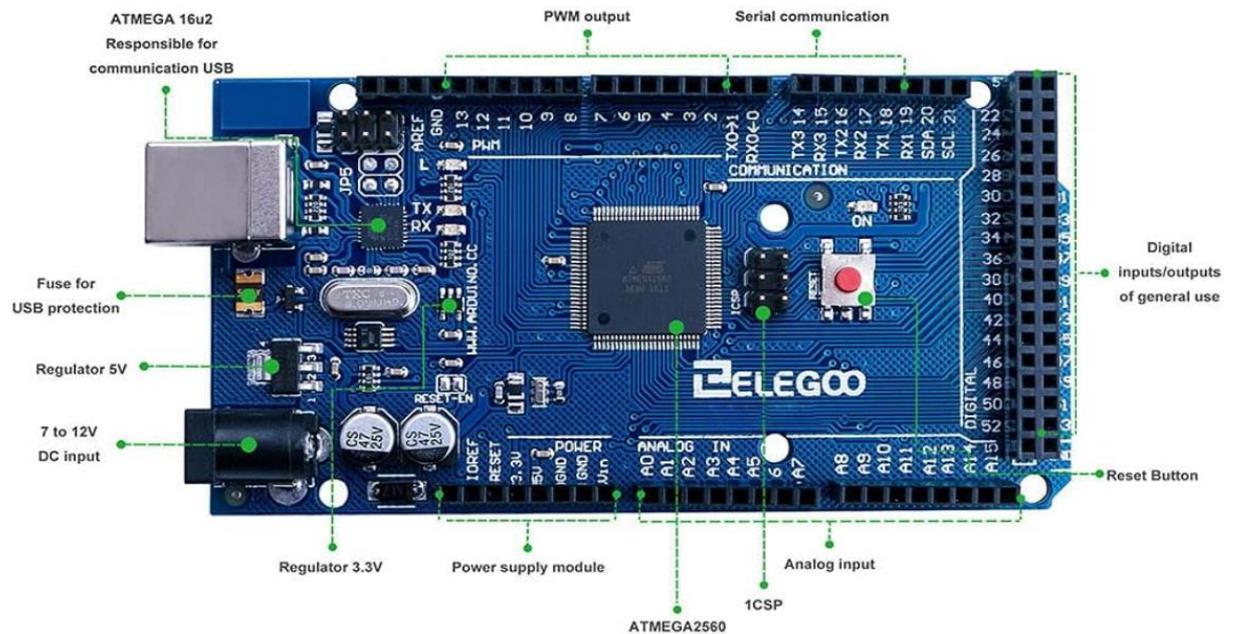


Figura 3.5. Placa ELEGOO Mega 2560.

### 3.1.3.1. Características generales

Para obtener el valor de salida mediante la medida de la señal escalonada generada por el ADA2200, es decir, la señal entre los pines *OUTP* y *OUTN* antes del filtro paso bajo incluido en la placa de evaluación, se va a hacer uso del ADC del microcontrolador ATmega2560 contenido en la placa ELEGOO Mega 2560.

Se trata de un ADC de aproximaciones sucesivas de 10 bits. Para generar las tensiones de comparación en función de los códigos binarios, el ADC necesita un voltaje de referencia. En este caso dicho voltaje puede ser externo o interno.

El ADC está conectado a un multiplexor analógico de 16 canales, lo que permite llevar a cabo dieciséis conversiones diferentes. En este caso se hace uso únicamente de dos de esas 16 entradas, una para medir *OUTP* y otra para medir *OUTN*.

En cuanto a la frecuencia del reloj del ADC, esta se puede ajustar mediante los registros internos del microprocesador siempre que permanezca dentro del margen dado por el fabricante que va de 50KHz a 200KHz [13].

### 3.1.3.2. Resolución y expresión de salida

Para determinar la resolución del ADC, este necesita un valor de referencia  $V_{REF}$ . La referencia puede ser interna o externa a través del pin *AREF*. Existen 4 posibles fuentes de referencia configurables mediante los bits *REFS1* y *REFS2* del registro *ADMUX*. En la tabla 3.2 se muestra el código correspondiente a cada fuente de referencia:

REFS1	REFS0	Voltage Reference Selection <sup>(1)</sup>
0	0	AREF, Internal $V_{REF}$ turned off
0	1	AVCC with external capacitor at AREF pin
1	0	Internal 1.1V Voltage Reference with external capacitor at AREF pin
1	1	Internal 2.56V Voltage Reference with external capacitor at AREF pin

**Tabla 3.2.** Selección del voltaje de referencia del ADC.

Se ha utilizado la referencia interna de valor 2,56V. Este valor está por encima de los voltajes de salida máximos a medir, los cuales no llegan a 2V, tanto para *OUTP* como para *OUTN*.

El valor del voltaje de referencia marca la resolución del ADC. La expresión de esta viene dada por:

$$Resolución = \frac{V_{REF}}{2^n} = \frac{2,56V}{2^{10}} = \frac{2,56V}{1024} = 2,5mV \quad (3.3)$$

La expresión del código de salida del *ADC* quedaría, por lo tanto:

$$ADC = \frac{V_{IN} \cdot 2^n}{V_{REF}} \quad (3.4)$$

El valor del código de salida del *ADC* corresponderá con el entero más próximo por redondeo.

### 3.1.3.3. Frecuencia de reloj del ADC y tiempos de conversión

El tiempo de conversión, dependerá de la frecuencia de reloj de la placa ELEG00 y del valor de los bits *ADPS0*, *ADPS1* y *ADPS2* del registro *ADCSRA*. El fabricante recomienda que el ADC funcione con una señal de reloj entre 50KHz y 200KHz. La frecuencia de reloj del ADC es el resultado de dividir los 16MHz del reloj maestro de la placa ELEG00 entre el *prescaler* selectado mediante los bits mencionados según la tabla 3.3:

ADPS2	ADPS1	ADPS0	Division Factor
0	0	0	2
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64
1	1	1	128

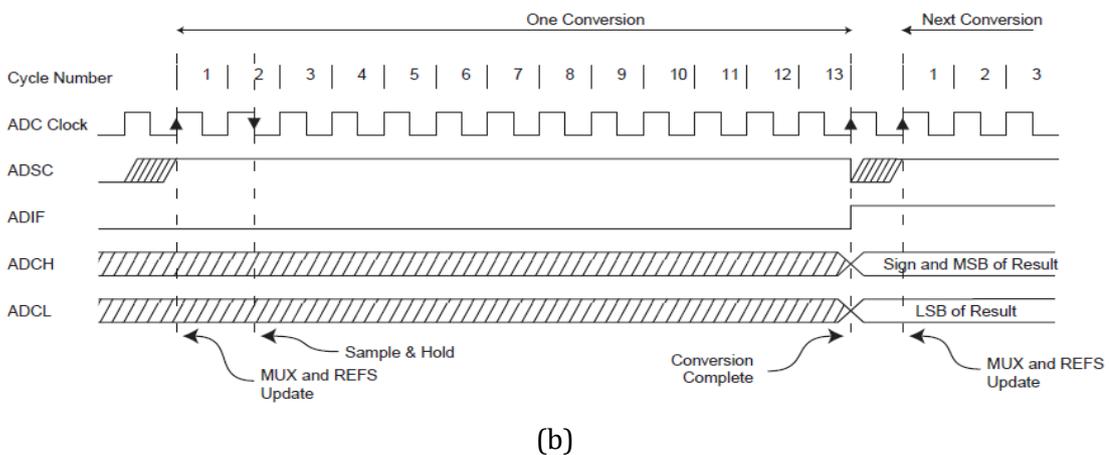
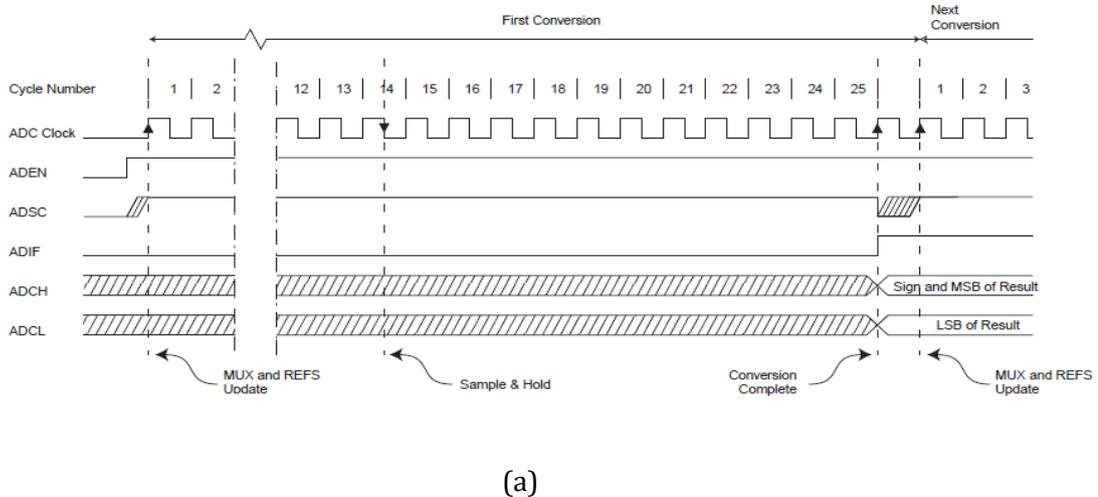
**Tabla 3.3.** Selección del *prescaler* del ADC.

El único valor válido para cumplir las premisas del fabricante teniendo en cuenta el valor del reloj maestro es 128:  $16\text{MHz}/128=125\text{KHz}$ . De hecho, el registro es configurado automáticamente con ese valor de *prescaler* al iniciarse.

El fabricante proporciona información de los tiempos de conversión en función de los ciclos de reloj de ADC. En la tabla 3.4 se muestran dichos valores:

Condition	Sample & Hold (Cycles from Start of Conversion)	Conversion Time (Cycles)
First conversion	13.5	25
Normal conversions, single ended	1.5	13
Auto Triggered conversions	2	13.5
Normal conversions, differential	1.5/2.5	13/14

**Tabla 3.4.** Tiempos de conversión de ADC.



**Figura 3.6.** Diagrama de tiempos de conversión del ADC: (a) Diagrama de tiempos para la primera conversión. (b) Diagrama de tiempos para una conversión sencilla.

La primera conversión realizada tiene una duración de 25 ciclos de reloj de ADC. Esta primera conversión viene marcada por la escritura de un '1' en el bit de habilitación del ADC, *ADEN* del registro *ADCSRA*.

En cuanto al modo de funcionamiento de la aplicación podemos decir que le corresponde la opción "*Normal conversions, single ended*", por lo que el tiempo de conversión total es de 13 ciclos de reloj de ADC. Estos tiempos de conversión, con un reloj de ADC de 125KHz ( $T = 8\mu s$ ) suponen:

$$8\mu s \times 25 = 200\mu s \text{ para la primera conversión}$$

$$8\mu s \times 13 = 104\mu s \text{ para las siguientes conversiones}$$

Se deben realizar dos lecturas consecutivas (*OUTP* y *OUTN*) por cada muestra de salida del ADA2200, lo que suponen al menos  $104\mu s \times 2 = 208\mu s$ .

El registro *ADCSRA*, que contiene los bits de control descritos, es el mostrado a continuación:

Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
(0x7A)	<b>ADEN</b>	<b>ADSC</b>	<b>ADATE</b>	<b>ADIF</b>	<b>ADIE</b>	<b>ADPS2</b>	<b>ADPS1</b>	<b>ADPS0</b>	<b>ADCSRA</b>
Read/Write	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	R/W	
Initial Value	0	0	0	0	0	0	0	0	

**Figura 3.7.** Registro A de control y estado.

Por suerte, el bit *ADEN* se configura por defecto a '1' al arrancar el sistema, por lo que todas las conversiones realizadas tienen una duración de 13 ciclos de reloj.

Como se puede ver en el código de programación del anexo VI, existe una función llamada *analogread()*, la cual realiza todos los pasos necesarios para iniciar y terminar una conversión analógica-digital devolviendo el resultado de la conversión. Por lo que no será necesario actuar directamente sobre el registro de control.

#### **3.1.3.4. Errores del ADC**

Por último, se presentan los errores asociados al *ADC*. El fabricante proporciona una tabla con los valores de los errores que afectan al *ADC*. Se han tomado, únicamente, los errores para la condición más parecida a la presente en este trabajo. En la tabla 3.5 se pueden observar dichos valores de error.

Symbol	Parameter	Condition	Min. <sup>(1)</sup>	Typ. <sup>(1)</sup>	Max. <sup>(1)</sup>	Units
	Resolution	Single Ended Conversion		10		Bits
	Absolute accuracy (Including INL, DNL, quantization error, gain and offset error)	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V,$ $CLK_{ADC} = 200kHz$		2.25	2.5	LSB
	Integral Non-Linearity (INL)	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V,$ $CLK_{ADC} = 200kHz$		1.25		
	Differential Non-Linearity (DNL)	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V,$ $CLK_{ADC} = 200kHz$		0.5		
	Gain Error	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V,$ $CLK_{ADC} = 200kHz$		2		
	Offset Error	Single Ended Conversion $V_{REF} = 4V, V_{CC} = 4V,$ $CLK_{ADC} = 200kHz$		-2		

**Tabla 3.5.** Errores del ADC.

Si se obvian los errores de offset y ganancia, que podemos dar por compensados mediante el ajuste total del sistema, quedarían los errores de no linealidad integral (1,25LSB) y el de cuantificación ( $\pm 0,5LSB$ ). Esto supone que en algún punto de la función de transferencia el error máximo podría llegar a 1,75LSB, lo que traducido a milivoltios serían  $(2,56V/1024) \times 1,75 = 4,37mV$ .

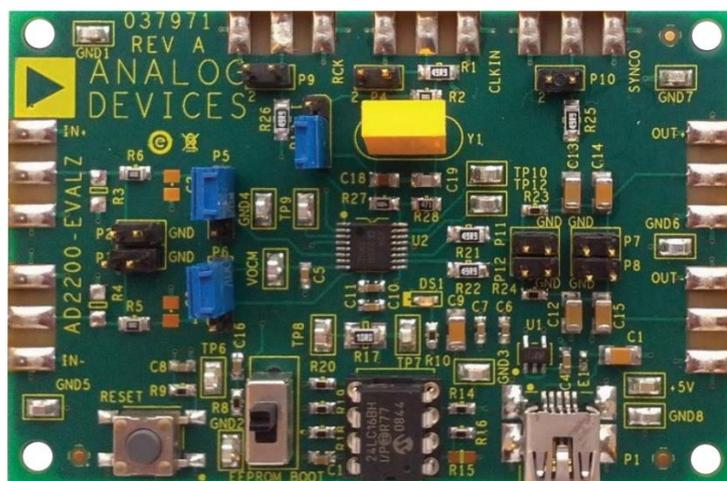
### 3.1.4. Placa de evaluación ADA2200-EVALZ

La placa de evaluación ADA2200-EVALZ, además de contener al circuito demodulador ADA2200, sirve principalmente de medio de conexión entre el propio ADA2200 y los circuitos externos.

La placa de evaluación permite realizar las siguientes funciones [14]:

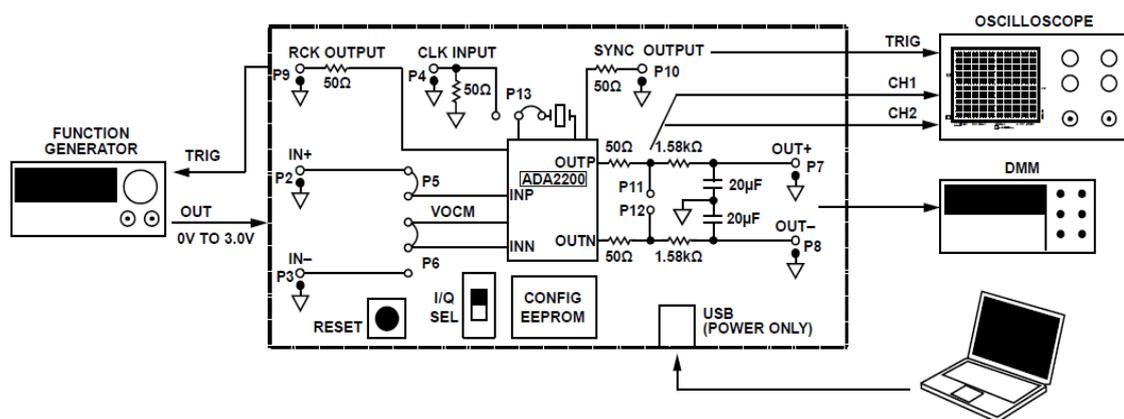
1. Alimentación al demodulador ADA2200.
2. Proporciona numerosos puntos de medida que facilitan la conexión de los diferentes instrumentos de medición.
3. Proporciona la señal de reloj maestro que necesita el ADA2200 para sincronizar sus funciones internas de filtrado y demodulación.
4. Filtra la salida escalonada del ADA220, mediante dos filtros paso-bajo, para que sea posible medirla mediante un voltímetro.
5. Permite la programación de los registros internos del ADA2200.
6. Permite el arranque del sistema en los modos de medida en fase o en cuadratura.
7. Reset del sistema.

En la figura 3.8 se muestra una fotografía de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ.



**Figura 3.8.** Placa de evaluación ADA2200-EVALZ.

La configuración inicial recomendada se muestra en el diagrama de la figura 3.9, extraído de las hojas del fabricante. El esquema completo y detallado de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ se representa en el anexo II del presente trabajo.



**Figura 3.9.** Configuración y conexión predeterminada de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ.

En el esquema de conexión de la figura 3.9 se observa la posición de los diferentes puentes de conexión denominados *PX*. También se muestran los bloques correspondientes a la EEPROM, el interruptor de reset, el selector de medida I/Q y el conexionado con los diferentes instrumentos de medida.

La tabla 3.6, obtenida de las hojas del fabricante, muestra la configuración inicial de los puentes *PX*.

Designator	Position	Description
P5	1 and 2	IN+ connected to INP
P6	2 and 3	IN- connected to VOVM
P13	2 and 3	On-board clock selected

**Tabla 3.6.** Configuración predeterminada de puentes.

### 3.1.4.1. Alimentación

La alimentación de la placa se suministra mediante un conector USB, bien conectado a un PC o bien conectado a la red a través de un cargador externo. A partir del voltaje de +5V del conector USB, la placa de evaluación alimenta al ADA2200 mediante el regulador de tensión ADP151 que le proporciona un voltaje de +3,3V.

### 3.1.4.2. Conexiones

En el esquema presentado en la figura 3.9 se pueden ver los principales puentes y puntos de conexión que ofrece la placa de evaluación.

Cabe destacar las siguientes conexiones:

- *P2*: terminal de entrada positiva *IN+*.
- *P3*: terminal de entrada negativa *IN-*. En la configuración predeterminada no se encuentra conectada a la entrada negativa *INN* del ADA2200.
- *P4*: terminal de entrada para la señal de reloj externa. En la configuración predeterminada no se encuentra conectada a la entrada *CLKIN* del ADA2200.
- *P5*: conexión de la entrada positiva *IN+* de la placa de evaluación con la entrada positiva *INP* del ADA2200.
- *P6*: conexión de la entrada negativa *INN* del ADA2200 con la referencia *V<sub>OCM</sub>* también del ADA2200.
- *P7*: salida *OUT+* correspondiente a la salida *OUTP* del ADA2200 filtrada por el filtro paso-bajo de la placa de evaluación.
- *P8*: salida *OUT-* correspondiente a la salida *OUTN* del ADA2200 filtrada por el filtro paso-bajo de la placa de evaluación.
- *P9*: terminal de salida de la señal de referencia *RCLK* del ADA2200.
- *P10*: terminal de salida de la señal de sincronización *SYNCO* del ADA2200.
- *P11*: salida escalonada (sin filtrar) *OUTP* del ADA2200.
- *P12*: salida escalonada (sin filtrar) *OUTN* del ADA2200.
- *P13*: conexión del reloj interno de la placa de evaluación a la entrada *CLKIN* del ADA2200.

### 3.1.4.3. Sincronización de señales

La placa de evaluación cuenta con un circuito oscilador integrado el cual utiliza un resonador cerámico que genera una señal de reloj de 400KHz con el objetivo de sincronizar el ADA2200.

También es posible sincronizar el ADA2200 mediante una señal de reloj externa colocando el puente *P13* entre las posiciones 1 y 2.

### 3.1.4.4. Filtrado

La placa ADA2200-EVALZ cuenta con dos filtros R-C paso-bajo de frecuencia de corte 10Hz colocados en las salidas *OUTP* y *OUTN* del ADA2200. El filtrado de las señales escalonadas permite obtener una salida diferencial continua medible mediante un voltímetro directamente entre los terminales *P7* y *P8* correspondientes a las salidas *OUT+* y *OUT-*, tal y como se muestra en la figura 3.9.

En la figura 3.10 se representa la respuesta en frecuencia de los filtros paso-bajo instalados en la placa de evaluación.

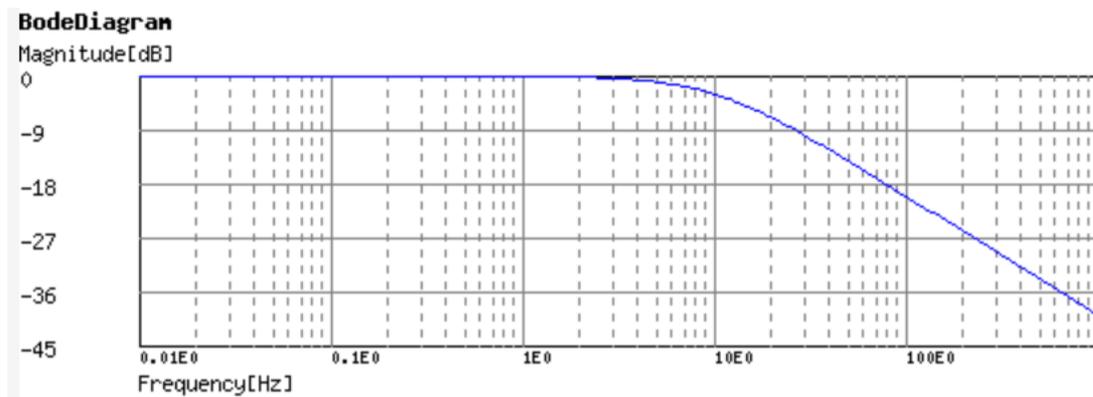


Figura 3.10. Respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo de salida.

### 3.1.4.5. Programación de los registros del ADA2200

Para programar los registros internos del ADA2200, este dispositivo cuenta con dos vías posibles: a través del puerto serie (SPI); a través de una memoria EEPROM externa.

La opción de configuración SPI no está disponible directamente en la placa de evaluación ADA2200-EVALZ. Sin embargo, esta sí cuenta con una memoria EEPROM.

Se incluye en la placa de evaluación una memoria EEPROM de 16K y comunicación I2C (24LC16BH) externa al ADA2200. Para modificar los registros internos del ADA2200, primeramente, se deberá cargar una configuración válida en la EEPROM para, posteriormente, mediante la conexión I2C entre la memoria y el ADA2200 cargar la configuración en los registros internos.

La carga de los registros desde la EEPROM se llevará a cabo al iniciar el sistema siempre que el interruptor de palanca se encuentre en la posición *EEPROM\_BOOT*.

La memoria de configuración interna es volátil y el dispositivo vuelve a su valor predeterminado si no arranca desde la EEPROM. Por lo tanto, es posible alternar entre la configuración predeterminada y la EEPROM seleccionando la posición apropiada del interruptor de palanca y luego presionando el botón RESET.

#### **3.1.4.6. Arranque para medida en fase o en cuadratura y reset**

De forma predeterminada, el ADA2200 realiza una demodulación síncrona de la componente de señal en fase (I). Para llevar cabo la demodulación de la componente en cuadratura (Q), se debe colocar el interruptor en la posición *EEPROM\_BOOT* y presionar el botón RESET. La EEPROM contiene la misma configuración predeterminada que el ADA2200, con la diferencia de que el bit 6 del registro 0x002A tiene el valor '1' que corresponde a la demodulación en cuadratura.

Por lo tanto, si se mantiene la configuración predeterminada cargada en la EEPROM, se puede alternar la medida en fase y cuadratura simplemente modificando la posición del interruptor *I/Q SEL* y reiniciando el sistema mediante el pulsador de *RESET*.

### **3.1.5. ADA2200**

#### **3.1.5.1. Introducción**

En esta sección se va a estudiar el funcionamiento y las características del circuito integrado ADA2200.

El estudio se apoya en las hojas de características del dispositivo [15] con el objetivo de explicar qué funciones realiza este dispositivo y de qué manera podemos configurarlo para obtener las prestaciones necesarias en función de la aplicación desarrollada en este trabajo.

Aunque el uso del ADA2200 en la aplicación está orientado a su función como demodulador síncrono, también se dará una breve explicación de la función de filtro programable.

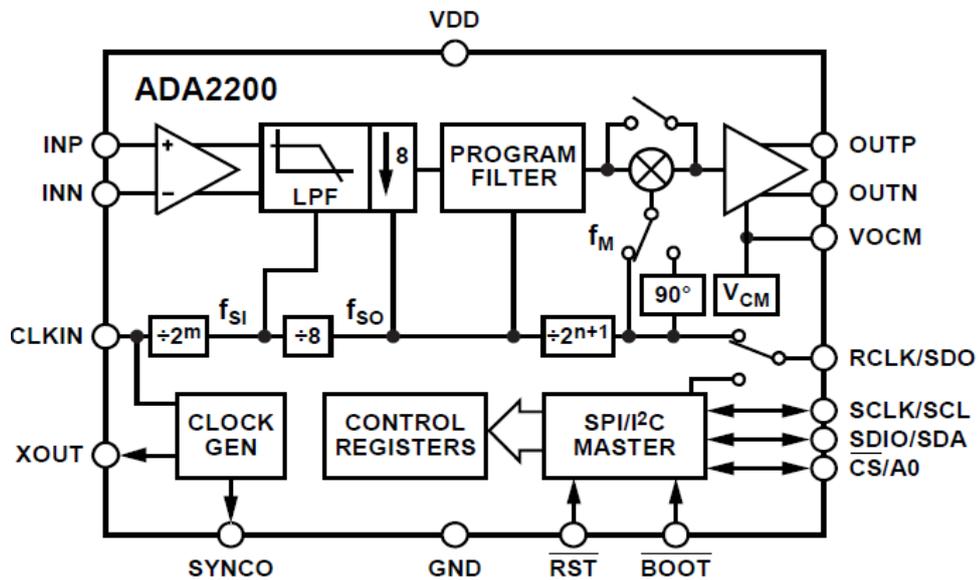
A pesar de que todo lo aquí mostrado se obtiene de las hojas de características, no se van a presentar los parámetros eléctricos ni las diferentes figuras de mérito, por lo que se deberán consultar las hojas del fabricante para obtener estos datos.

#### **3.1.5.2. Descripción general y diagrama de bloques interno del ADA2200**

Tal y como dice el fabricante, *"el ADA2200 es un demodulador síncrono de tecnología analógica muestreada para el acondicionamiento de señales en aplicaciones industriales, médicas y de comunicaciones"*.

El dispositivo admite señales analógicas a su entrada y proporciona una salida también analógica y muestreada. De esta manera, el procesamiento de la señal se realiza íntegramente en el dominio analógico.

Incluye un filtro paso bajo de diezmado en el dominio analógico, un filtro de respuesta infinita al impulso (IIR) programable y un mezclador. En la figura 3.11 se pueden observar los diferentes módulos que componen el ADA2200 internamente.



**Figura 3.11.** Diagrama de bloques interno del ADA2200.

El camino seguido por la señal en el interior del ADA2200 consiste en un buffer de entrada de alta impedancia seguido de un filtro paso bajo de respuesta finita al impulso (filtro de diezmado FIR), un filtro IIR programable, un mezclador y un controlador diferencial de salida.

Cuando la función de demodulación está desactivada, el ADA2200 puede usarse como un filtro de precisión. El filtro tiene un ancho de banda programable y una frecuencia central sintonizable.

Los terminales de entrada y de salida permiten la conexión de señales tanto unipolares como diferenciales.

El dispositivo tiene un consumo de energía bajo y es capaz de alcanzar a la salida los niveles de alimentación (rail to rail). Estas características lo convierten en un dispositivo ideal para aplicaciones alimentadas con baterías o sistemas de baja tensión de alimentación.

La programación de las diferentes configuraciones del dispositivo se puede llevar a cabo tanto por el puerto SPI, como a través del bus I2C, mediante el cual se puede cargar la programación previamente hecha en una memoria EEPROM externa.

La señal de reloj del sistema debe generarse de forma externa. El dispositivo, una vez que recibe dicha señal de reloj, cuenta con diferentes divisores de frecuencia, de manera que es posible programar el valor de esta e incluso su fase para generar las señales de referencia necesarias.

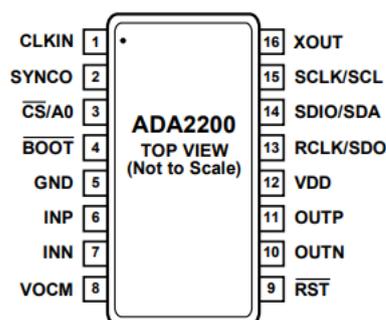
Además de estas señales de referencia, el ADA2200 es capaz de generar una señal de sincronismo que facilita la interconexión con otros sistemas muestreados, como pueden ser ADC's y multiplexores.

El resumen de características dado por el fabricante es:

- Dispositivo capaz de demodular señales de entrada con un ancho de banda de hasta 30KHz.
- Filtro programable que permite anchos de banda variables.
- Capacidad del filtro para rastrear la frecuencia portadora de entrada.
- Frecuencia de reloj de referencia programable.
- Interfaz de sistema flexible.
  - Entradas y salidas de señales diferenciales / unipolares.
  - Las salidas *rail to rail* controlan directamente los ADC's.
- Sensibilidad de detección de fase de  $9,3m^\circ \theta_{REL}$  rms.
- Configurable con interfaz de puerto serie (SPI) de 3 y 4 cables o arranque sin interrupciones desde EEPROM I2C.
- Operación de muy baja potencia:  $395\mu A$  en  $f_{CLKIN} = 500KHz$ .
- Suministro único: 2,7 V a 3,6 V.
- Rango de temperatura especificado:  $-40^\circ C$  a  $+85^\circ C$ .
- Paquete TSSOP de 16 derivaciones.

### 3.1.5.3. Descripción del patillaje

Se presenta en este punto la relación de pines del ADA2200 y su denominación.



**Figura 3.12.** Patillaje del ADA2200.

Pin No.	Mnemonic	Description
1	CLKIN	System Clock Input.
2	SYNCO	Synchronization Signal Output.
3	$\overline{CS}/A0$	Serial Interface Chip Select Input/Boot EEPROM Address 0 Input.
4	$\overline{BOOT}$	Boot from EEPROM Control Input.
5	GND	Power Supply Ground.
6	INP	Noninverting Signal Input.
7	INN	Inverting Signal Input.
8	VOCM	Common-Mode Voltage Output.
9	$\overline{RST}$	Reset Control Input.
10	OUTN	Inverting Output.
11	OUTP	Noninverting Output.
12	VDD	Positive Supply Input.
13	RCLK/SDO	Reference Clock Output/Serial Interface Data Output (in 4-Wire SPI Mode).
14	SDIO/SDA	Bidirectional Serial Data (Input Only in 4-Wire SPI Mode)/I <sup>2</sup> C Bidirectional Data.
15	SCLK/SCL	Serial Interface Clock Input/I <sup>2</sup> C Clock Output.
16	XOUT	Crystal Driver Output. Place a crystal between this pin and CLKIN, or leave this pin disconnected.

**Tabla 3.7.** Descripción de los pines del ADA2200.

- *CLKIN*→ es la entrada externa de la señal de reloj del sistema. A partir de dicha señal, mediante los diferentes *prescaler*, se van a derivar y obtener las señales de muestreo y referencia. Todo está, por tanto, referenciado a dicha señal.
- *SYNCO*→ esta señal de salida se utiliza para sincronizar la salida de muestras con los dispositivos externos como ADC's o microcontroladores. Se genera un pulso por cada muestra de salida.
- *CS/A0*→ este pin realiza dos funciones. Por un lado, es la selección de chip cuando se utiliza el puerto serie, y por otro lado es el direccionamiento de la EEPROM cuando se carga la programación desde esta.
- *BOOT*→ arranque desde la EEPROM.
- *GND*→ masa.
- *INP*→ entrada no inversora.
- *INN*→ entrada inversora.
- *VOCM*→ salida de voltaje en modo común. Puede configurarse a diferentes valores y usarse como referencia común.
- *RST*→ reset.
- *OUTN*→ salida inversora.
- *OUTP*→ salida no inversora.
- *VDD*→ alimentación del dispositivo.
- *RCLK/SDO*→ tiene doble función: como salida de la señal de referencia para excitar nuestro sensor; como salida de datos cuando usamos el puerto serie para configurar los registros del ADA2200.
- *SDIO/SDA*→ pin multifunción. Por un lado, sirve de línea bidireccional de datos para el puerto serie y, por otro lado, como línea de datos para el puerto I2C.

- $SCLK/SCL$  → tiene dos funciones, ambas como línea de reloj. Una para el puerto serie y la otra para el I2C.
- $XOUT$  → pin utilizado para la conexión de un cristal externo que genere la señal de reloj necesaria para el sistema.

#### 3.1.5.4. **Terminología**

En esta sección se definen los diferentes términos usados por el fabricante para obtener la expresión de la tensión de salida del dispositivo.

##### ***Media del ciclo***

Se define la media del ciclo como el valor promedio de todas las muestras de salida ( $OUTP/OUTN$ ) durante un período de la señal de referencia  $RCLK$ . Hay dos posibles configuraciones. En la configuración por defecto, se toman ocho muestras de salida por ciclo  $RCLK$ , por lo tanto, la media del ciclo es la media de ocho muestras de salida consecutivas. En la segunda configuración, la frecuencia de  $RCLK$  vale  $f_{SO}/4$ , siendo  $f_{SO}$  la frecuencia de muestreo de salida del filtro de diezmado. En este caso, la media del ciclo es la media de cuatro muestras de salida consecutivas.

##### ***Ganancia de conversión***

El fabricante define la ganancia de conversión del sistema como:

$$\text{Ganancia de conversión} = \frac{\sqrt{I^2 + Q^2}}{V_{IN}} \quad (3.5)$$

$$\text{donde} \begin{cases} I \equiv \text{media del ciclo con el offset corregido. Salida que se obtiene al fijar} \\ \quad \text{el bit PHASE90} = 0. \\ Q \equiv \text{media del ciclo con el offset corregido. Salida que se obtiene al fijar} \\ \quad \text{el bit PHASE90} = 1. \\ V_{IN} \equiv \text{valor RMS del voltaje de entrada.} \end{cases}$$

Al mismo tiempo, define la “media del ciclo con el offset corregido” como:

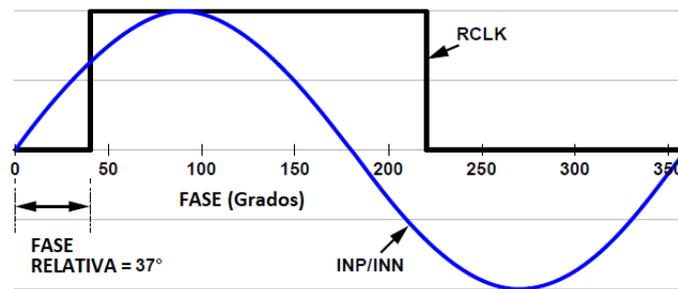
$$\text{Media del ciclo con el offset corregido} = \text{Media del ciclo} - \text{offset de salida}$$

$$(3.6)$$

Por lo tanto, para obtener la media del ciclo de salida con el offset corregido, se debe medir el valor de salida cuando aplicamos una entrada nula y así obtener el offset de salida para poder aplicar la fórmula (3.6).

### ***Fase relativa***

La fase relativa es la diferencia de fase entre el cruce por cero en el ascenso del ciclo positivo de una onda sinusoidal en las entradas *INN/INP* en relación con el siguiente flanco ascendente de la señal de referencia *RCLK*. En la imagen 3.13 se puede apreciar claramente la fase relativa.



**Figura 3.13.** Fase relativa

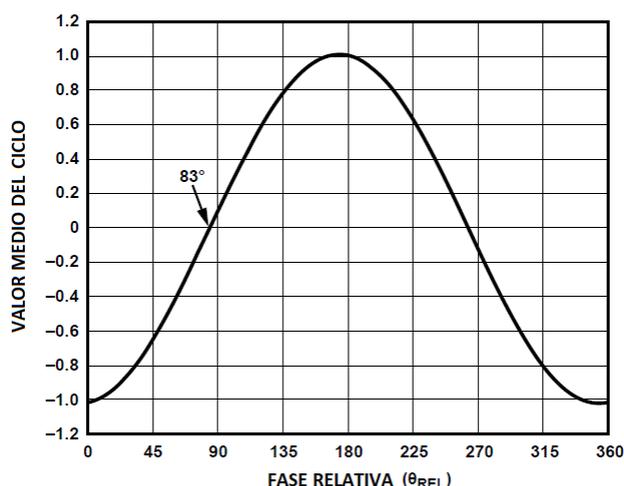
La fase relativa es, por tanto, el desfase entre la señal modulada de entrada al amplificador *lock-in* y la señal de referencia del demodulador *RCLK*.

### ***Retardo de fase***

El retardo de fase representa el valor de fase relativa ( $\theta_{REL}$ ) que produce un valor nulo en la media de ciclo de salida (es decir, salida cero) para una entrada de onda sinusoidal con una frecuencia igual a  $f_{RCLK}$ . Es decir, que si se introduce a la entrada una onda sinusoidal de la misma frecuencia que la señal de referencia *RCLK* y se va modificando el valor de su fase relativa (el desfase entre la onda de entrada y la de referencia), cuando obtengamos una salida nula, entonces, el valor de la fase relativa correspondiente a esa salida nula será el valor del llamado *retardo de fase*.

### ***Función de transferencia de medición de fase***

Esta función representa el valor a la salida de la media en un ciclo de *RCLK* cuando la entrada es una onda sinusoidal de  $1V_{RMS}$  a medida que cambia el valor de la fase relativa desde  $0^\circ$  hasta  $360^\circ$ . La función se muestra en la figura 3.14.



**Figura 3.14.** Función de transferencia de medición de fase

En la figura 3.14 se aprecia como el valor medio a la salida va variando desde un valor máximo para un desfase de, prácticamente,  $0^\circ$  y  $180^\circ$  entre la señal de entrada y la señal de referencia *RCLK*, mientras que para valores cercanos a  $90^\circ$  y  $270^\circ$  la salida se hace nula. Concretamente, en la figura se marca el valor de  $83^\circ$  como el desfase (valor de fase relativa) para el cual la salida se hace nula. Ese valor corresponde al *retardo de fase* visto en el apartado anterior.

En el punto 2.9 se estudió que la salida del demodulador síncrono, para una entrada sinusoidal pura, dependía de la amplitud de la señal de interés y del coseno del ángulo de desfase entre la señal de entrada y la de referencia. En ese caso, el valor de la fase relativa que proporcionaba una salida nula era, como es evidente, el de  $90^\circ$  o de  $270^\circ$ , ya que el coseno se hace cero para esos valores. Para el ADA2200 el valor de fase relativa necesario para obtener una salida nula difiere ligeramente de los  $90^\circ$  vistos en la teoría del demodulador síncrono.

### 3.1.5.5. Teoría de operación

El ADA2200 es un dispositivo con dos posibles aplicaciones: demodulador síncrono y filtro sintonizable implementado con tecnología analógica muestreada (SAT).

La tecnología SAT funciona según el principio de reparto de cargas en diferentes condensadores. El concepto de señal analógica muestreada consiste en una señal continua escalonada sin cuantificación de la amplitud. Es decir, se muestrea la señal continua y se mantiene en un condensador ese valor muestreado hasta la siguiente muestra. El valor no se cuantifica como en el caso de una señal muestreada en un ADC para convertirla a tiempo discreto. En la tecnología SAT la señal sigue siendo continua, pero a escalones. Por lo tanto, la señal puede procesarse totalmente en el dominio analógico mediante el reparto de la carga entre los condensadores. Esto permite eliminar los efectos del ruido de cuantización y los errores de redondeo y reduce las frecuencias de muestreo del convertidor analógico a digital a la salida del dispositivo, al tiempo que descarga tareas computacionalmente

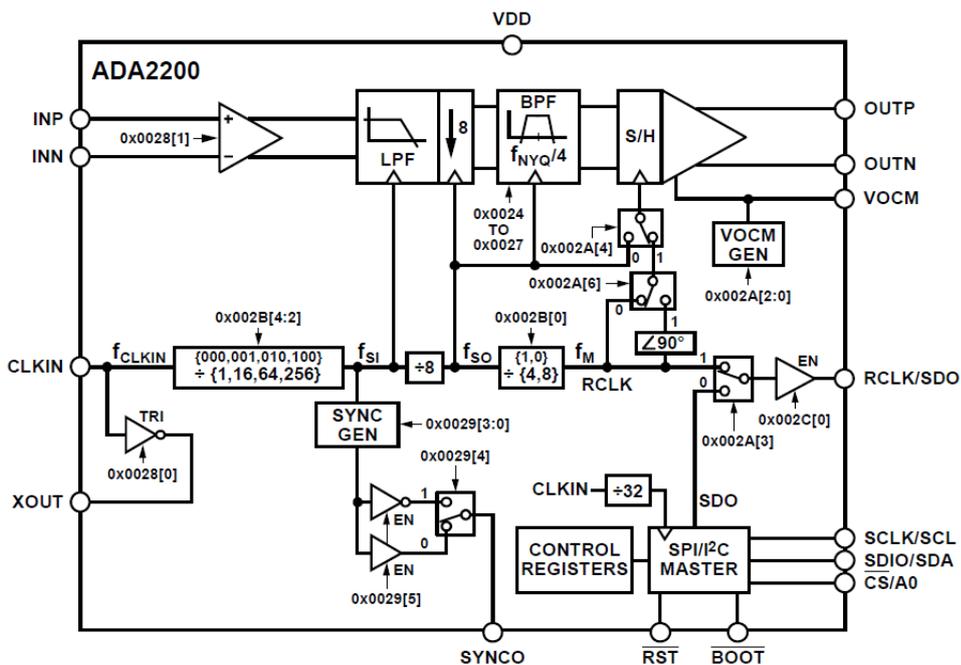
pesadas del procesador digital o microcontrolador. El uso de tecnología analógica muestreada reduce el uso de energía para el procesamiento de señales y puede reducir potencialmente el número de componentes en el sistema [16].

El camino recorrido por la señal en el interior del ADA2200 incluye un driver de alta impedancia, un filtro paso bajo de diezmado en el dominio analógico, un filtro IIR (Repuesta infinita al impulso) programable, un mezclador y un controlador diferencial a la salida. Esta combinación de características permite reducir las frecuencias de muestreo por parte de un ADC conectado a la salida del ADA2200, disminuyendo los requisitos de procesamiento de la señal digital, en el caso de que se desee digitalizar.

### Arquitectura del ADA2200

En el diagrama de bloques de la figura 3.15 se muestra un esquema detallado de la arquitectura interna del ADA2200, así como de los registros que controlan cada uno de los bloques y los posibles valores con los que se pueden configurar en función de las necesidades del usuario.

Sin perder de vista la figura 3.15, vamos a describir el proceso que sigue la señal a medir desde que ingresa al ADA2200 a través de las entradas *INN/INP* hasta que obtenemos la salida por los pines *OUTN/OUTP*.



**Figura 3.15.** Diagrama de bloques detallado del ADA2200

La señal de entrada ingresa al dispositivo a través de un buffer. La entrada puede ser diferencial o unipolar.

Según las hojas de características, las entradas admiten (con respecto a masa) desde 0,3V hasta  $V_{dd}-0,3V$ . La impedancia entre *INN* e *INP* es de unos 80K $\Omega$  y el ancho de banda de entrada a -3dB es de hasta 4MHz.

A la salida del buffer se encuentra el filtro paso bajo de diezmado. Este filtro realiza una función *antialiasing* atenuando las componentes de frecuencia superior a la frecuencia de Nyquist. En este punto la señal de entrada es muestreada a la frecuencia de entrada  $f_{SI}$ , la cual se obtiene mediante la división de la señal *CLKIN* externa entre los posibles valores de: 1, 16, 64 y 256.

Las muestras filtradas son posteriormente diezmadas, por lo que a la salida se obtiene una muestra filtrada por cada 8 de entrada.

La idea de reducir la frecuencia de muestreo persigue el objetivo de simplificar las prestaciones necesarias por parte del ADC de salida, en el caso en el que se quiera digitalizar la señal obtenida.

A continuación, la señal pasa por el filtro programable IIR (respuesta infinita al impulso). Este filtro está programado por defecto como un filtro paso-banda de segundo orden centrado en la frecuencia correspondiente al mezclador, la cual está fijada por la señal *RCLK*. De esta forma, la señal en dicha frecuencia es la trasladada al origen en el demodulador.

Este filtro puede ser reprogramado modificando sus coeficientes mediante los registros correspondientes.

La demodulación en el mezclador del ADA2200 no se realiza multiplicando la señal *RCLK* con la señal de entrada, sino manteniendo la salida constante durante medio período de *RCLK*. Esta operación, como indica el fabricante, es similar a una rectificación de media onda de la señal de entrada.

La frecuencia de *RCLK* por defecto que controla al mezclador es la frecuencia de muestreo de salida del filtro de diezmado dividida entre 8 y determina la frecuencia central del filtro IIR.

En cuanto a la salida, esta puede ser unipolar o diferencial, siendo capaces los terminales de salida de dar un nivel de tensión desde 0,3V hasta  $V_{dd}-0,3V$ .

Además de los bloques mencionados, el ADA2200 cuenta con un bloque de generación de señal de sincronismo y con otro dedicado a la comunicación serie para poder configurar los registros del dispositivo.

A continuación, se detalla cada uno de los bloques vistos brevemente en este apartado. No se debe perder de vista el diagrama mostrado en la figura 3.15 en ningún momento, ya que representa una visión muy práctica y concentrada de las distintas funciones y registros de configuración asociados que se encuentran en el interior del ADA2200.

### Filtro de diezmado

El filtro de diezmado se trata de un filtro paso bajo FIR (Respuesta Finita al Impulso) [17] que realiza una función *antialiasing* para evitar frecuencias de entrada superiores a la frecuencia de Nyquist, de manera que no se produzca solape entre imágenes en el proceso de muestreo de la señal de entrada.

Aunque los filtros FIR son habitualmente filtros digitales, el procesamiento de la señal en el ADA2200 es completamente analógico. El ADA2200 utiliza la ya mencionada tecnología de carga compartida para realizar el procesamiento de señales de tiempo discretas en el dominio analógico.

En el apartado 2.5.1 del presente trabajo se da una breve explicación del funcionamiento y diseño de este tipo de filtros.

Trasladamos aquí el bloque correspondiente al filtro de diezmado de la figura 3.15.

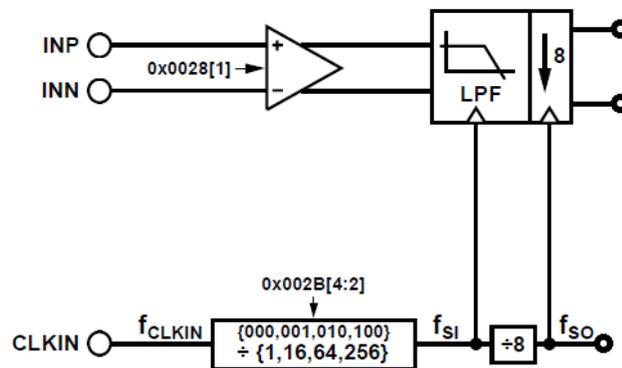
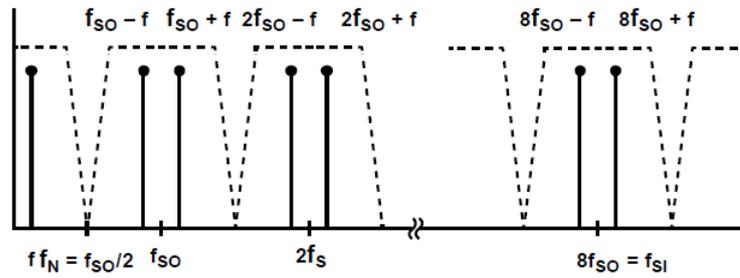


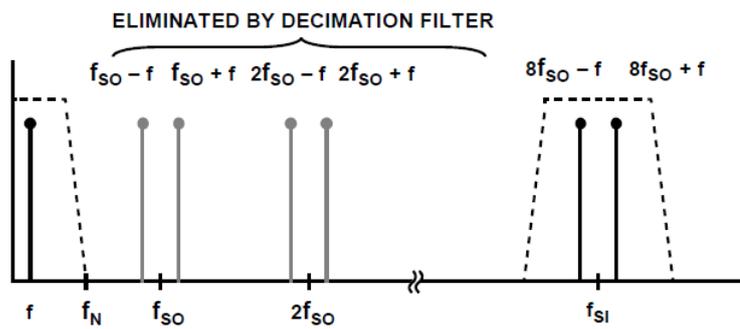
Figura 3.16. Bloque del filtro de diezmado.

La señal de reloj *CLKIN* atraviesa un divisor de frecuencia que puede configurarse para diferentes factores de escala (1, 16, 64 y 256) en función del valor cargado en los pines [4:2] del registro 0x002B. Su salida determina la frecuencia de muestreo de entrada ( $f_{SI}$ ) del filtro de diezmado. A partir de este valor, se obtiene también la tasa de muestreo de salida  $f_{SO}$ , la cual es una octava parte de  $f_{SI}$ . Esto se representa en la figura 3.16 mediante un *prescaler* que divide entre 8 la frecuencia de entrada  $f_{SI}$ .

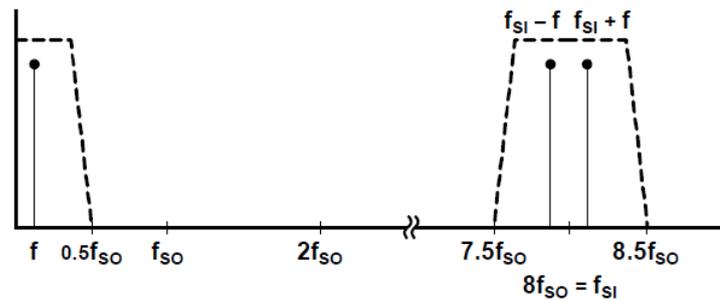
En la figura 3.17 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro de diezmado.



(a)



(b)



(c)

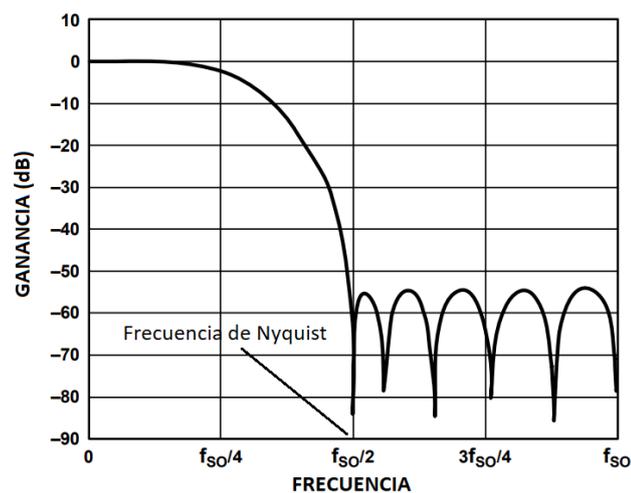
**Figura 3.17.** Espectro del filtro de diezmado: (a) Espectro sin presencia del filtro de diezmado. (b) Imágenes filtradas por el filtro de diezmado. (c) Respuesta en frecuencia del filtro de diezmado.

Al trabajar sobre datos muestreados aparecen imágenes del filtro en múltiplos enteros de la frecuencia de muestreo de entrada  $f_{SI}$ , como se aprecia en la figura 3.17 (c), en la que se representa la respuesta en frecuencia del filtro de diezmado. Cualquier señal no deseada en la banda de paso en torno a  $f_{SI}$  se traslada al origen de frecuencias y es indistinguible de la señal de entrada de baja frecuencia. Esto se corresponde con lo estudiado en el apartado 2.10.6, en el que se mencionaba el efecto de las ventanas de transmisión que se forman alrededor de los armónicos de la señal de referencia.

El filtro de diezmado produce a la salida una muestra filtrada por cada ocho muestras de entrada. Este filtro ayuda a evitar el *aliasing* de la entrada y simplifica los requisitos de *antialiasing* en ese punto del sistema. En la figura 3.17 (b) se incluye el efecto del filtro de diezmado, el cual elimina las muestras existentes entre la frecuencia de Nyquist y  $f_{SI} - f_{SO}/2$ .

El ancho de banda del filtro se corresponde con la frecuencia de Nyquist ( $f_N$ ), cuyo valor está fijado en  $f_{SO}/2$ , siendo  $f_{SO}$  la frecuencia de muestreo de salida. De esta manera se evita el solapamiento de imágenes al submuestrear a la frecuencia  $f_{SO}$ .

En la figura 3.18 se muestra la función de transferencia del filtro.



**Figura 3.18.** Función de transferencia de la ganancia del filtro FIR.

La frecuencia de paso se fija en el valor de Nyquist que corresponde a  $f_{SO}/2$ , que a su vez es  $f_{SI}/(2^m \cdot 16)$ , donde  $2^m$  representa el *prescaler* situado a la entrada de *CLKIN* y  $m$  puede tomar los valores 0, 4, 6 y 8. Así que la frecuencia de corte estará marcada por la frecuencia de entrada *CLKIN*.

Existe la posibilidad de desactivar el filtro de diezmado, aunque esa acción no va a eliminar dicha función, manteniéndose la frecuencia de muestreo  $f_{SI}/8$  a la entrada del filtro IIR. Lo que se consigue al desactivar el filtro de diezmado es eliminar el roll-off y el desplazamiento de fase introducido por este. Para llevar a cabo la desactivación de este filtro se debe escribir un 1 lógico en el bit 6 del registro 0x027.

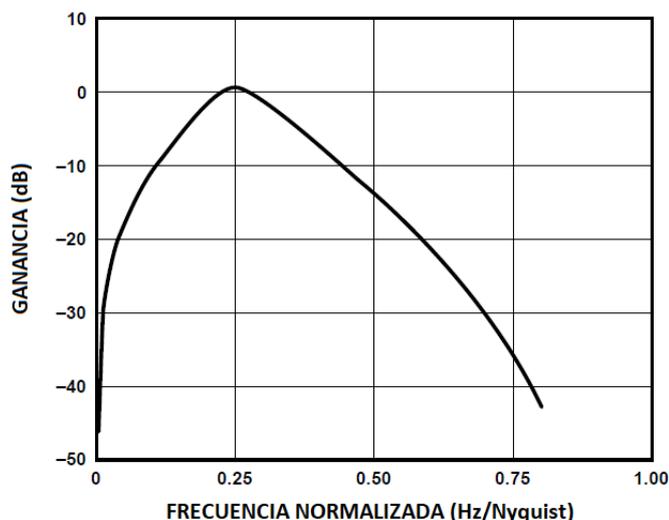
### **Filtro IIR**

Tras el filtro de diezmado se encuentra un filtro de respuesta infinita al impulso. En el apartado 2.5.2 de este trabajo se da una breve descripción de este tipo de filtros.

Por defecto, el bloque IIR está configurado como un filtro paso banda con una frecuencia central fijada en  $f_{SO}/8 = f_{SI}/64 = f_N/4$ . Este valor de frecuencia coincide con la

frecuencia por defecto de la señal *RCLK* que gobierna el mezclador. De esta manera, se asegura que las señales de entrada en el centro de la banda de paso se mezclen al origen de frecuencias.

La respuesta en frecuencia por defecto del filtro IIR se muestra en la figura 3.19.



**Figura 3.19.** Respuesta en frecuencia por defecto del filtro *IIR*.

Mediante sus correspondientes registros es posible configurar los coeficientes del filtro IIR en función de las necesidades. Hay que recordar que el ADA2200 también puede ser utilizado como filtro programable. En la tabla 3.8 se indican los tipos de filtro que pueden configurarse. Los valores de programación de los registros correspondientes del ADA2200 para obtener cada uno de esos filtros se muestran en el anexo III.

Tipo de filtro	Orden, Q	Frecuencia esquina/central (Hz)	Ganancia en banda de paso (dB)
Band-Pass (BP1)	2 <sup>nd</sup> , Q = 8.4	$f_{SI}/32$	0
Band-Pass (BP2)	2 <sup>nd</sup> , Q = 4.3	$f_{SI}/32$	0
Low-Pass (LP1)	4 <sup>th</sup>	$f_{SI}/40$	0
Low-Pass (LP2)	4 <sup>th</sup>	$f_{SI}/64$	0
Notch	1 <sup>st</sup>	$f_{SI}/32$	0

**Tabla 3.8.** Tipos de filtro configurables en el ADA2200.

Hay que tener en cuenta que los valores cargados en los registros no representan los coeficientes reales del filtro, sino la configuración interna del ADA2200 que genera los coeficientes que representan el filtro deseado.

Que las características en frecuencia de los filtros dependan de la frecuencia del reloj de entrada proporciona una ventaja enorme a la hora de obtener un filtro eficaz en las frecuencias de interés. Parámetros como la frecuencia de corte, la frecuencia central de la banda de paso o la frecuencia de Nyquist dependen de la frecuencia del reloj que se usa para controlar el dispositivo. Esto permite escalar las frecuencias significativas de los filtros sin necesidad de reprogramarlos, simplemente modificando la frecuencia de reloj. Los filtros paso-banda o paso-bajo mantendrán constante el valor de Q, por lo que, si la frecuencia central se duplica, la anchura de la banda de paso también se duplicará [18].

### Mezclador

El mezclador es el dispositivo que va a llevar a cabo la demodulación de la señal de interés trasladando a esta al origen de frecuencias, de manera que podamos recuperarla a la salida con un simple filtro paso bajo.

En la teoría del detector síncrono y del PSD, vista en los apartados 2.9 y 2.10.3 respectivamente, la operación de demodulación síncrona se realizaba mediante la multiplicación de la señal modulada por la señal de referencia, de frecuencia y fase iguales a la portadora de la señal modulada. Esta operación trasladaba la información de interés al origen de frecuencias, es decir, a continua. En el caso del ADA2200, como ya se comentó, la función de mezcla no se lleva a cabo mediante la multiplicación de las señales, sino por mantenimiento de las muestras de salida durante la mitad del periodo de la señal *RCLK*. Tal y como dice el fabricante, “esta operación es similar a una función de rectificación de media onda, excepto que la salida no vuelve a cero durante la mitad del período de salida, sino que conserva el valor de la muestra anterior” [15].

En la figura 3.20 se muestra el bloque del mezclador y las señales asociadas extraídos del esquema general de la figura 3.15.

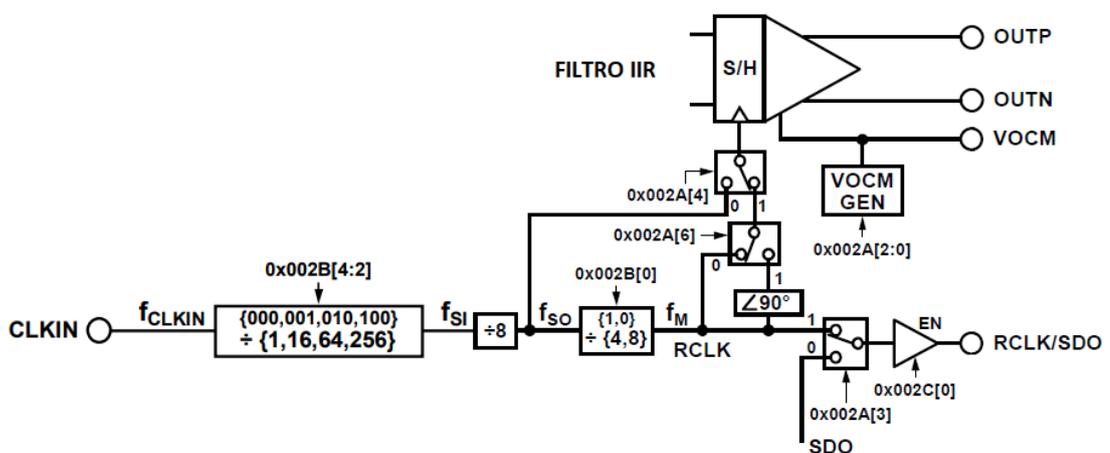


Figura 3.20. Bloque mezclador del ADA2200.

El mezclador se compone de un bloque *sample&hold* gobernado por la señal de referencia *RCLK*. Esta referencia, depende de la señal de entrada *CLKIN* y del valor de los *prescaler* controlados por el registro 0x002B, siendo su valor de frecuencia igual a:

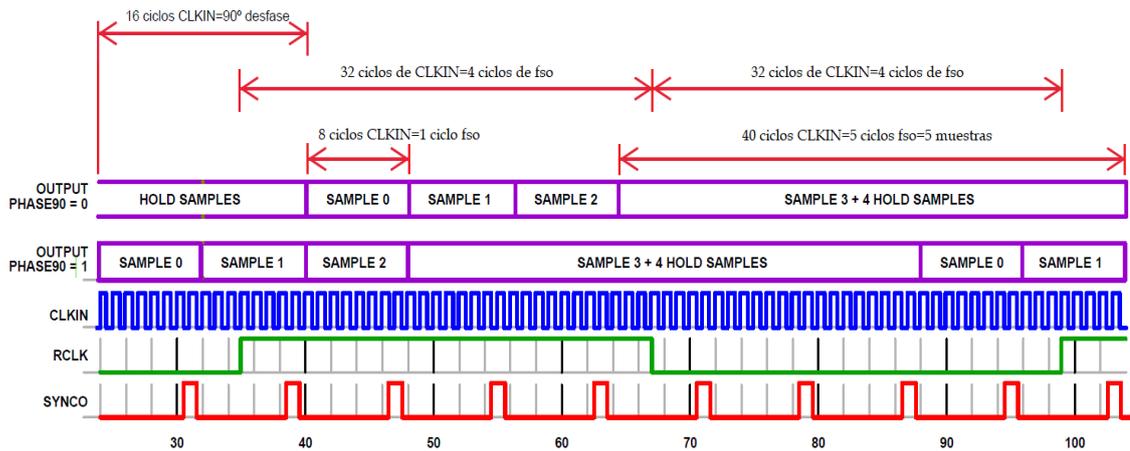
$$f_{RCLK} = f_{CLKIN} \frac{1}{\{1,16,64,256\}} \cdot \frac{1}{\{4,8\}}$$

En la configuración predeterminada, el *prescaler* de entrada divide  $f_{CLKIN}$  por la unidad, mientras que el segundo *prescaler* divide la frecuencia  $f_{SO}$  entre 8. Es decir, que la frecuencia de *RCLK* será:

$$f_{RCLK} = \frac{f_{SO}}{8} = \frac{\frac{f_{SI}}{8}}{8} = \frac{\frac{f_{CLKIN}}{1}}{8} = \frac{f_{CLKIN}}{64}$$

Esto quiere decir que por cada periodo de *RCLK* se producen 64 periodos de *CLKIN* y 8 periodos de  $f_{SO}$ .

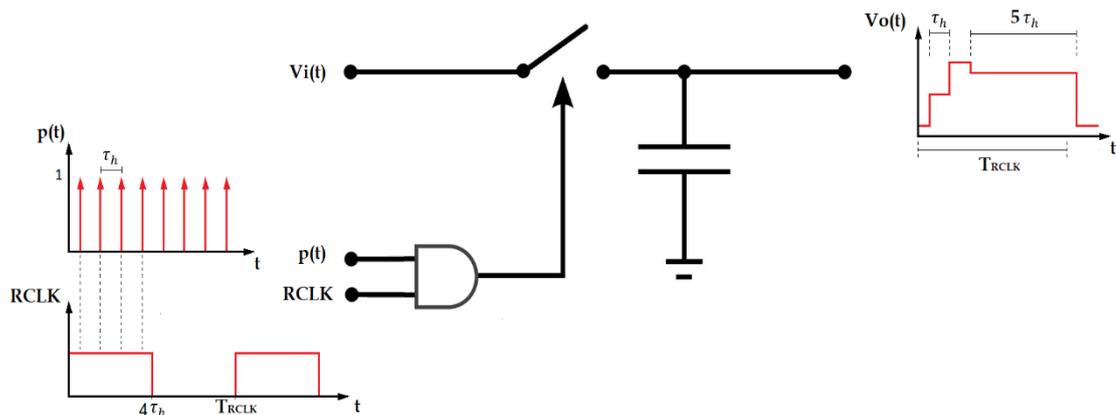
Teniendo en cuenta entonces que se produce una muestra cada  $1/f_{SO}$ , esta configuración hace que tengamos 8 muestras de salida por cada ciclo de *RCLK* ( $f_{RCLK} = f_{SO}/8$ ). Durante el nivel alto de *RCLK* se producen cuatro muestras de salida actualizadas. Cuando *RCLK* se encuentra a nivel bajo la cuarta muestra actualizada se mantiene constante durante cuatro periodos de muestra de salida adicionales. La temporización de las muestras de salida para la configuración predeterminada se muestra en la figura 3.21.



**Figura 3.21.** Temporización de *CLKIN*, *RCLK*, *SYNCO* y las salidas *OUTP* y *OUTN*.

En la figura 3.21 hay que fijarse en principio en la línea marcada como “SALIDA *PHASE90=0*”, la cual indica la temporización de las muestras de salida respecto de las señales de *CLKIN* y *RCLK*.

Durante el semiperiodo positivo de  $RCLK$  se actualizan las muestras 0, 1, 2 y 3. El tiempo de mantenimiento para las muestras 0, 1 y 2 es de 8 ciclos de  $CLKIN$  por muestra, o lo que es lo mismo, un ciclo de la frecuencia  $f_{SO}$  de muestreo de salida del diezmador. La muestra 3 se va a mantener durante cuatro muestras más, es decir, se va a mantener durante 5 ciclos de la señal  $f_{SO}$ , lo que equivale a 40 ciclos de  $CLKIN$ . Un esquema simplificado que ayuda a ver qué tipo de operación se está realizando en el mezclador del ADA2200 cuando muestrea y retiene la señal de salida del filtro IIR (la cual consiste en una versión diezmada de la señal de entrada muestreada) se presenta en la figura 3.22.



**Figura 3.22.** Operación realizada por el mezclador mediante S&H gobernado por  $RCLK$ .

En la figura 3.22 se representa una versión simplificada de un *sample & hold*, en el que la señal de control de muestreo,  $p(t)$ , debe ser habilitada por  $RCLK$ . De esta manera, cuando  $RCLK$  se encuentre en el semiperiodo positivo,  $p(t)$  podrá actuar sobre el interruptor y muestrear la señal de entrada al circuito. Cuando  $RCLK$  se encuentre en el semiperiodo negativo la salida de la AND será '0' y el interruptor permanecerá abierto. Durante ese periodo de tiempo, hasta que  $RCLK$  vuelva a ser positiva, el voltaje de salida correspondiente a la cuarta muestra permanecerá constante en el condensador y por tanto en la salida durante 4 ciclos de muestra más hasta que  $RCLK$  vuelva a ser positiva.

En la figura 3.22 el valor  $\tau_h$  se refiere al periodo de un ciclo de  $f_{SO}$ .

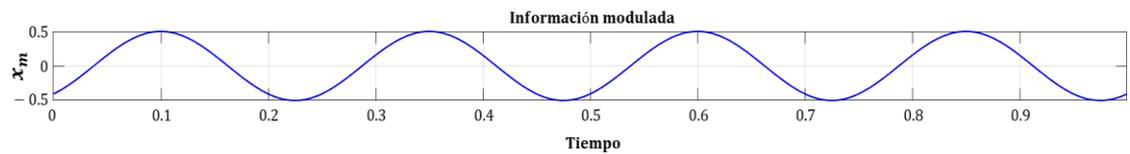
El circuito mostrado se trata de una interpretación ideal del interior del mezclador del ADA2200, pero que a fin de cuentas explica el funcionamiento del mismo.

La operación del ADA2200 en nada se parece a un multiplicador típico de estas aplicaciones. Hay que ver de qué manera esta manipulación de la señal de entrada conlleva el desplazamiento al origen de frecuencias de la información válida y, al mismo tiempo, el rechazo del resto de interferencias.

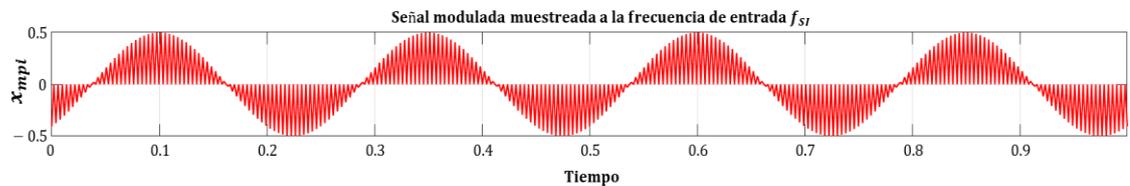
Para poder visualizar claramente el proceso, primero se va a simular una señal de entrada continua que modula una senoidal sin componente continua. Esto simplifica la representación del espectro de entrada lo que facilita la comprensión del proceso. No se va a añadir de momento señal de ruido ni se van a aplicar los efectos de los filtros paso-

bajo de entrada ni paso-banda antes del mezclador. Esta última condición no modifica de momento el resultado ya que la señal modulada entra dentro del ancho de banda del filtro *antialiasing* de entrada, mientras que el filtro paso-banda IIR tiene su frecuencia central justo en la frecuencia de la portadora que es la de referencia *RCLK*.

En la figura 3.23 se representa la señal modulada por la información, así como su muestreo a  $f_{SI}$  y el diezmado a  $f_{SO}$  ( $f_{SO} = f_{SI}/8$ ).



(a)



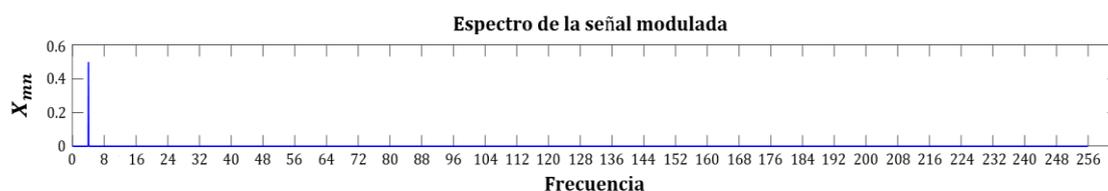
(b)



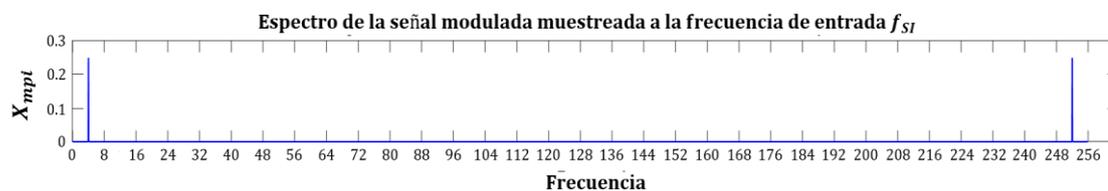
(c)

**Figura 3.23.** Muestreo y diezmado de la señal de entrada al ADA2200: (a) Información modulada. (b) Señal modulada muestreada a  $f_{SI}$ . (c) Señal modulada diezmada a  $f_{SO}$ .

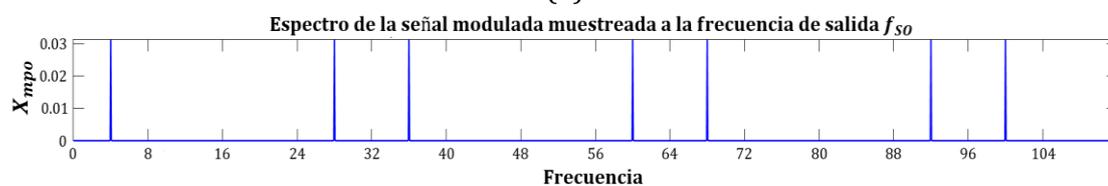
En la figura 3.24 se representan los espectros de las señales de la figura 3.23.



(a)



(b)



(c)

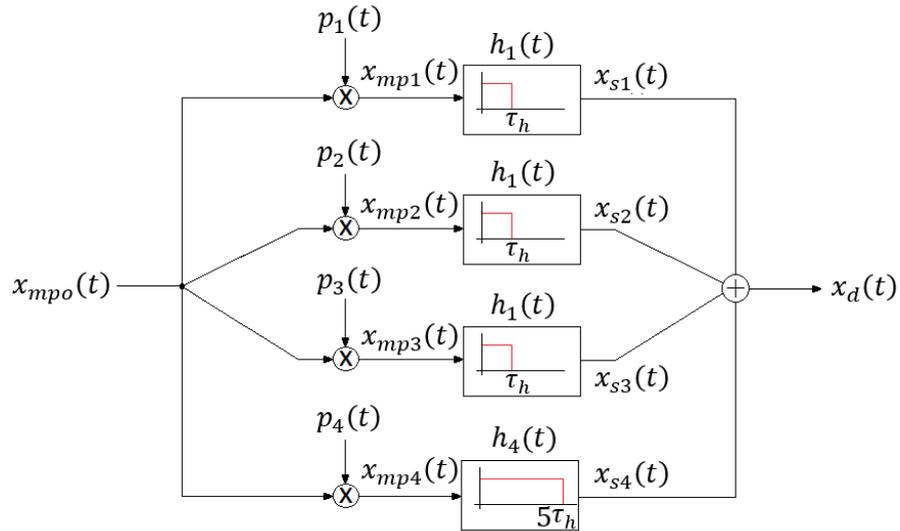
**Figura 3.24.** Espectros de la señal de entrada al ADA2200 y sus respectivos muestreos: (a) Espectro de la señal modulada; (b) Espectro de la señal modulada muestreada a  $f_{SI}$ ; (c) Espectro de la señal diezmada a  $f_{SO}$ .

Como se ha dicho, la señal de entrada consiste en una portadora senoidal de frecuencia  $RCLK$  modulada por la información. En las figuras la  $f_{RCLK}$  equivale a 4Hz. Esta señal modulada es muestreada a la entrada del ADA2200 a una frecuencia  $f_{SI}$  cuyo valor en las figuras es de 256Hz, es decir, 64 veces la frecuencia de referencia  $RCLK$  (figura 3.24 (b)). La señal muestreada es diezmada en un factor de 8, por lo que sus imágenes quedan centradas en múltiplos de la frecuencia  $f_{SO}$  que es igual a  $1/8$  de  $f_{SI}$ . La figura 3.24 (c) ilustra el espectro de dicha señal diezmada. En las figuras  $f_{SO} = 32$ .

Después, la señal entra en el *sample&hold* y es de nuevo muestreada y retenida a la frecuencia  $f_{SO}$ . Para visualizar el efecto producido por el muestreo y la retención del mezclador se va a suponer que la señal resultante del muestreo del *sample&hold* está formada por la superposición de cuatro muestreos de la señal de entrada ( $x_{mpo}(t)$  en la figura 3.23 (c)) a una frecuencia igual a la de  $RCLK$  (señal de referencia) y retrasados unos de otros en un espacio de tiempo igual al periodo de la frecuencia de muestreo  $f_{SO}$ .

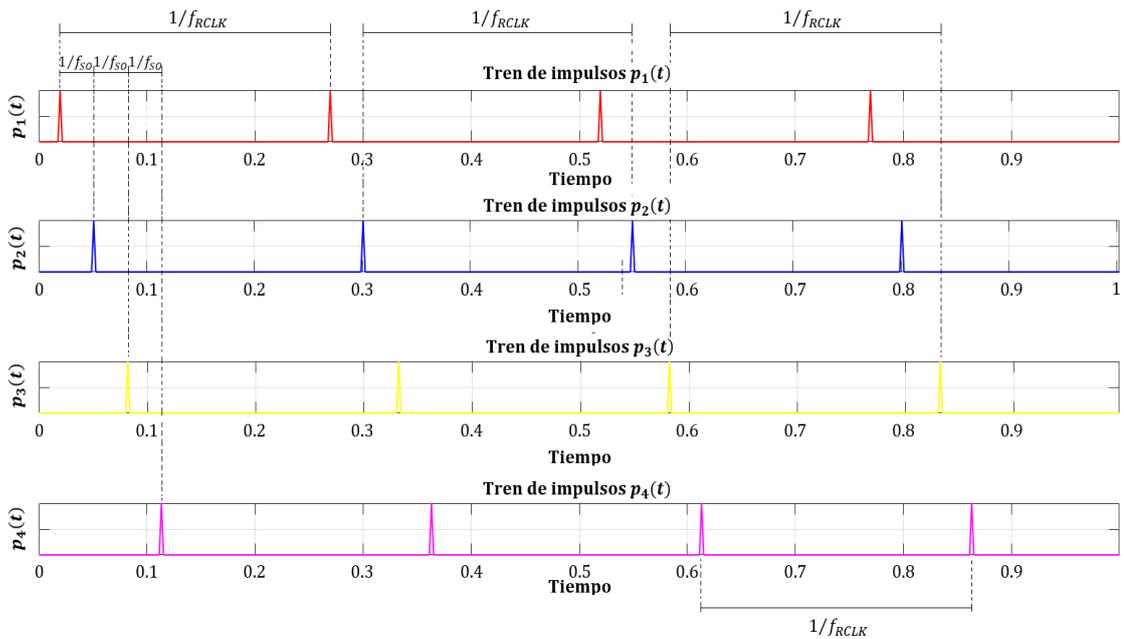
De esta manera, la retención aplicada por el *sample&hold* sería equivalente a que las 3 primeras señales de muestreo propuestas atravesasen un sistema LTI con respuesta rectangular al impulso de ancho  $1/f_{SO}$ , mientras que la cuarta muestra atravesase un sistema del mismo tipo, pero con anchura de  $5/f_{SO}$ .

Esto se ilustra en la figura 3.25 en la que se muestra un esquema básico del montaje que podría responder al planteamiento descrito.



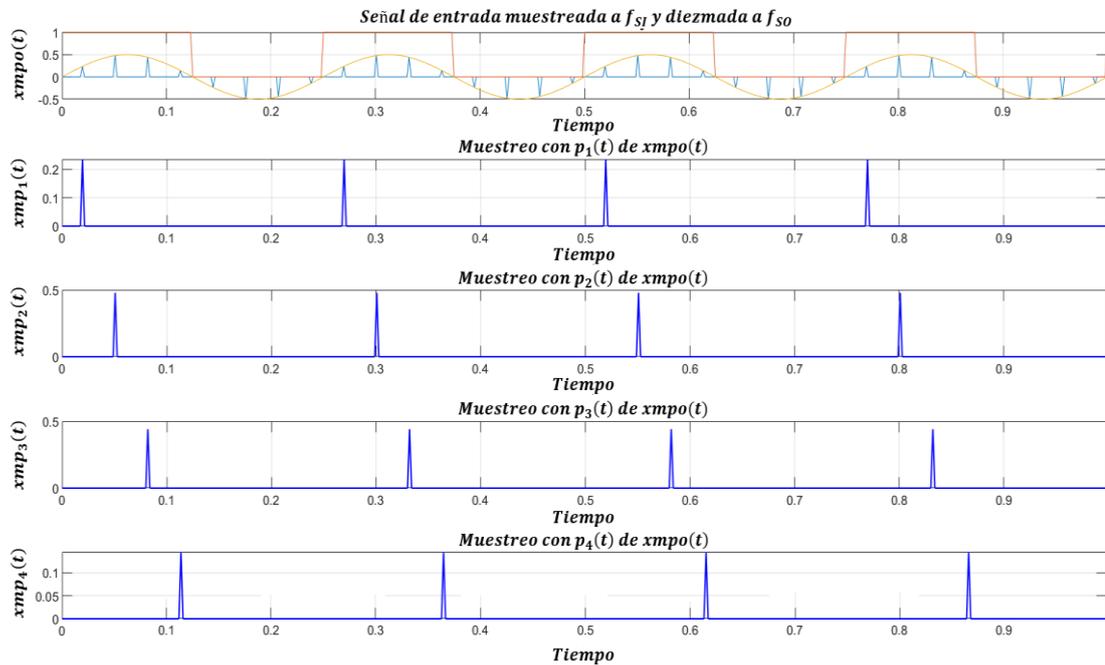
**Figura 3.25.** Esquema equivalente a la función del *sample&hold* gobernado por *RCLK*.

En la figura 3.26 se muestra la relación temporal entre las señales de muestreo  $p_n(t)$  de la figura 3.25.



**Figura 3.26.** Señales de muestreo  $p_n(t)$ .

Las señales  $p_n(t)$  muestrean en instantes diferentes a la señal  $xmpo(t)$ , la cual es el resultado de muestrear la señal de entrada a la frecuencia  $f_{SI}$  y diezmarla a  $f_{SO}$ . La figura 3.27 permite visualizar la señal  $xmpo(t)$  y el resultado de su muestreo mediante las  $p_n(t)$ , obteniendo las señales  $xmp_n(t)$ .

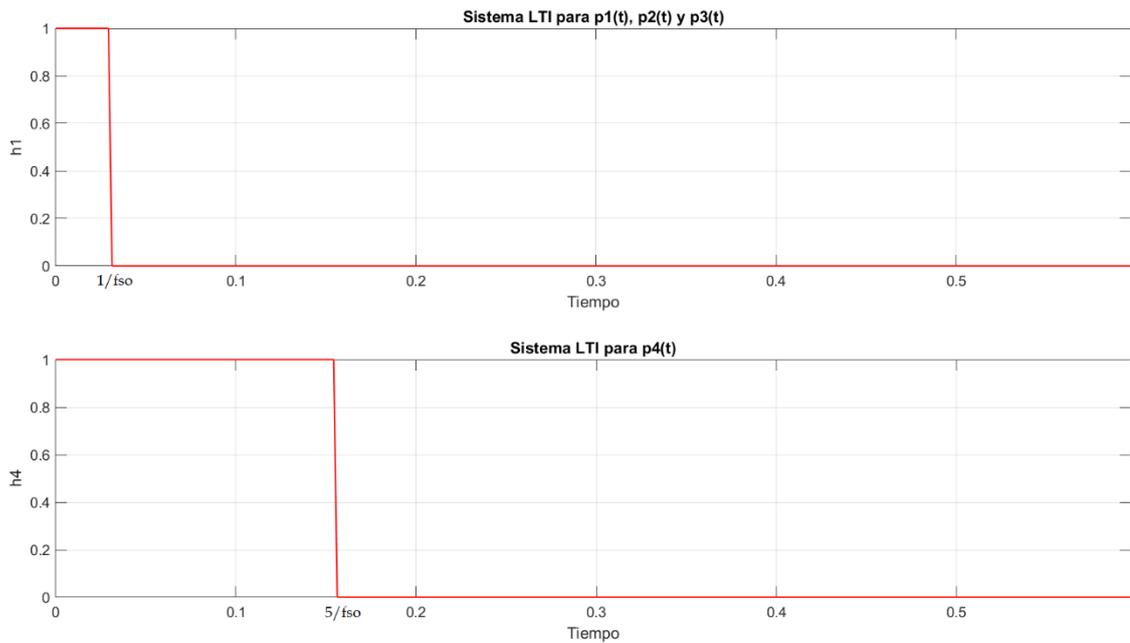


**Figura 3.27.** Muestreo de  $xmpo(t)$  mediante las señales  $p_n(t)$ .

Sobre  $xmpo(t)$  se ha superpuesto la señal de entrada original (seno de 0,5V de amplitud) y la señal de referencia  $RCLK$ .

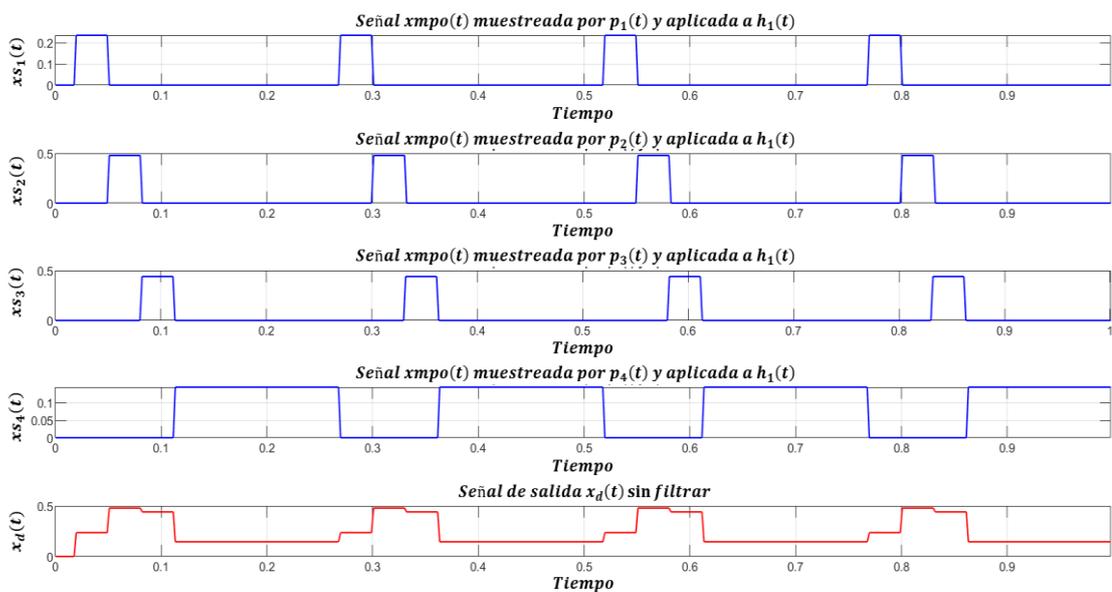
Las siguientes imágenes ilustran el muestreo de  $xmpo(t)$  por parte de las señales  $p_n(t)$ , que da como resultado las señales llamadas  $xmp_1(t)$ ,  $xmp_2(t)$ ,  $xmp_3(t)$  y  $xmp_4(t)$ .

El siguiente paso es aplicar sobre esas señales los sistemas LTI llamados  $h_1(t)$  y  $h_4(t)$ , los cuales se muestran en la figura 3.28.



**Figura 3.28.** Sistemas LTI con respuesta rectangular al impulso.

El resultado de pasar las señales  $xmp_n(t)$  a través de los sistemas  $h_1(t)$  y  $h_4(t)$  se muestra en la figura 3.29, en la que se incluye la superposición de las 4 señales resultantes ( $xs_n(t)$ ) que conforman la salida escalonada proporcionada por el ADA2200 ( $x_d(t)$  en la figura 3.29).

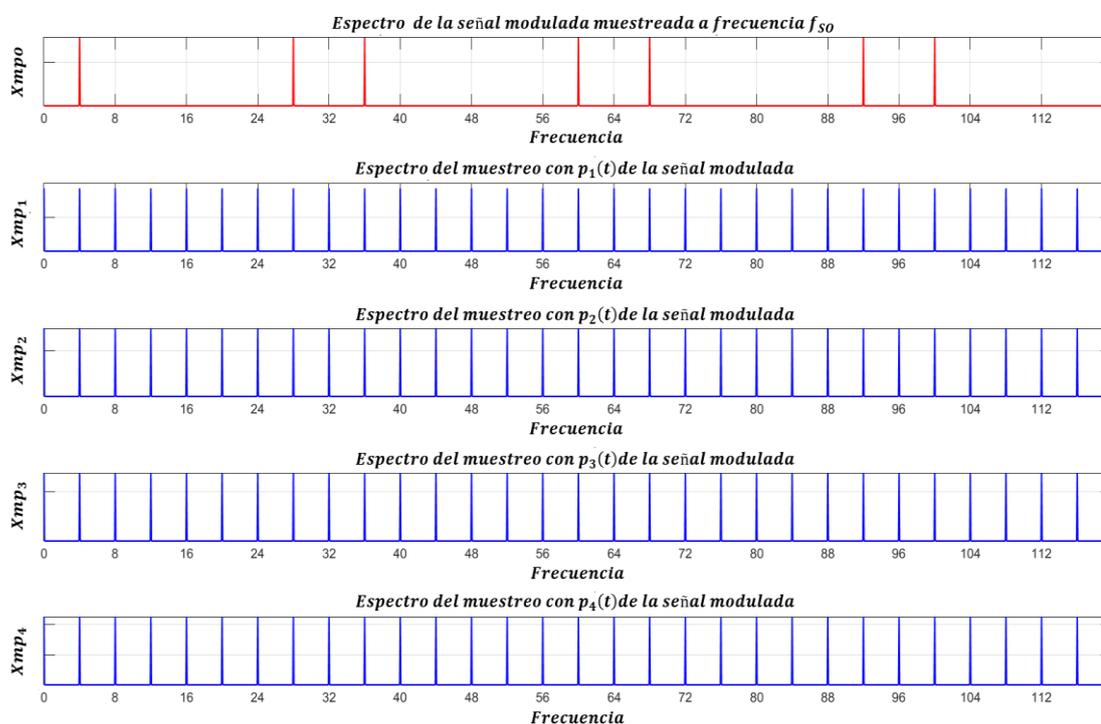


**Figura 3.29.** Superposición de las señales  $xs_n(t)$

El promedio de la señal escalonada será igual al valor *RMS* de la entrada con una ganancia máxima de aproximadamente la unidad, que dependerá del desfase entre la señal modulada y la señal de referencia *RCLK*. Efectivamente, si se observa de nuevo la imagen de  $x_{mpo}(t)$  de la figura 3.27, se ve que *RCLK* es la que marca los instantes de muestreo, produciéndose todos durante su semiciclo positivo. Entonces en función del desfase de la señal modulada respecto a *RCLK*, las muestras se producirán en diferentes instantes de la señal de interés, pudiendo ser todas durante el semiciclo positivo de  $x_{mpo}(t)$ , todas durante el semiciclo negativo o unas positivas y otras negativas. Esto va a marcar el nivel de la salida y su polaridad.

Este sistema, por lo tanto, sería una forma equivalente de explicar la función realizada por el modelo de la figura 3.22.

Sin embargo, es conveniente ver este modelo en el dominio de la frecuencia para observar el efecto de la retención sobre la señal de salida. Para ello se representa en la figura 3.30 el espectro de las señales  $x_{mpo}(t)$  y  $x_{mpn}(t)$ .



**Figura 3.30.** Espectro de las señales  $x_{mp}(t)$ .

La señal superior de la figura 3.30 es la señal ya representada en la figura 3.27, es decir, la señal muestreada a  $f_{SI}$  y diezmada a una frecuencia  $f_{SO}$ . Las señales  $x_{mpn}(t)$  son el resultado de muestrear  $x_{mpo}(t)$  con cada una de las señales de muestreo  $p_n(t)$  a la frecuencia de referencia.

El resultado, en el dominio de la frecuencia, de esta operación consiste en una sucesión de imágenes de la señal  $x_{mpo}(t)$  en múltiplos de la frecuencia de referencia, entre ellos el

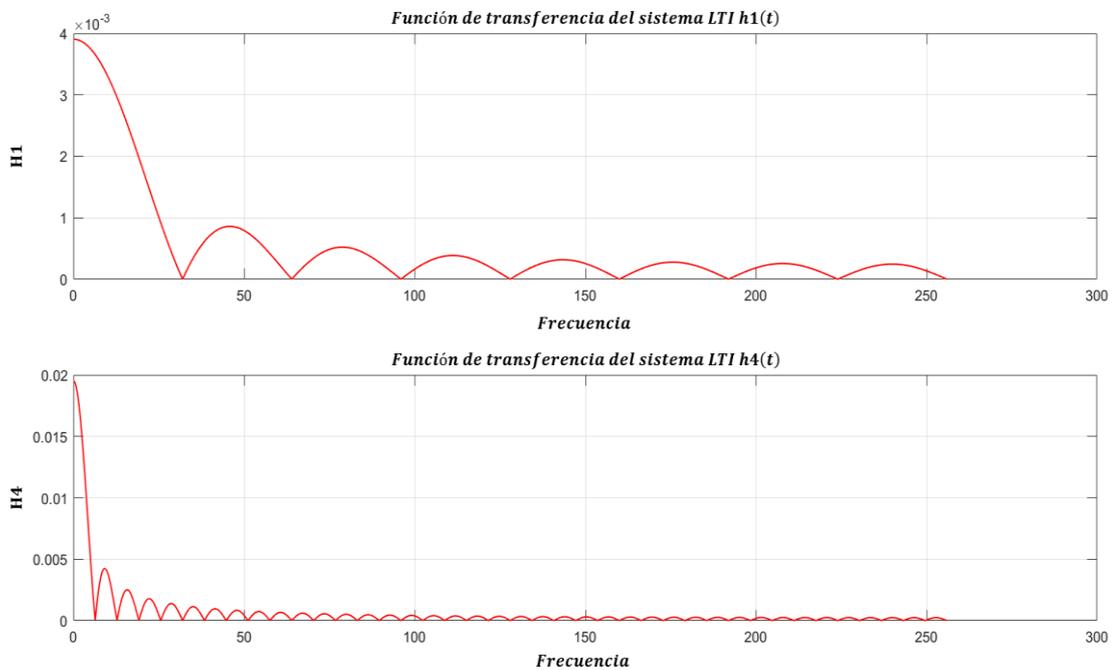
origen de frecuencias, de manera que la información queda desplazada al origen, que es el objetivo del mezclador.

En cuanto a la retención de las muestras ya se ha visto que su duración es de un periodo de  $f_{SO}$ , salvo la cuarta muestra que se retiene durante 5 periodos de  $f_{SO}$ .

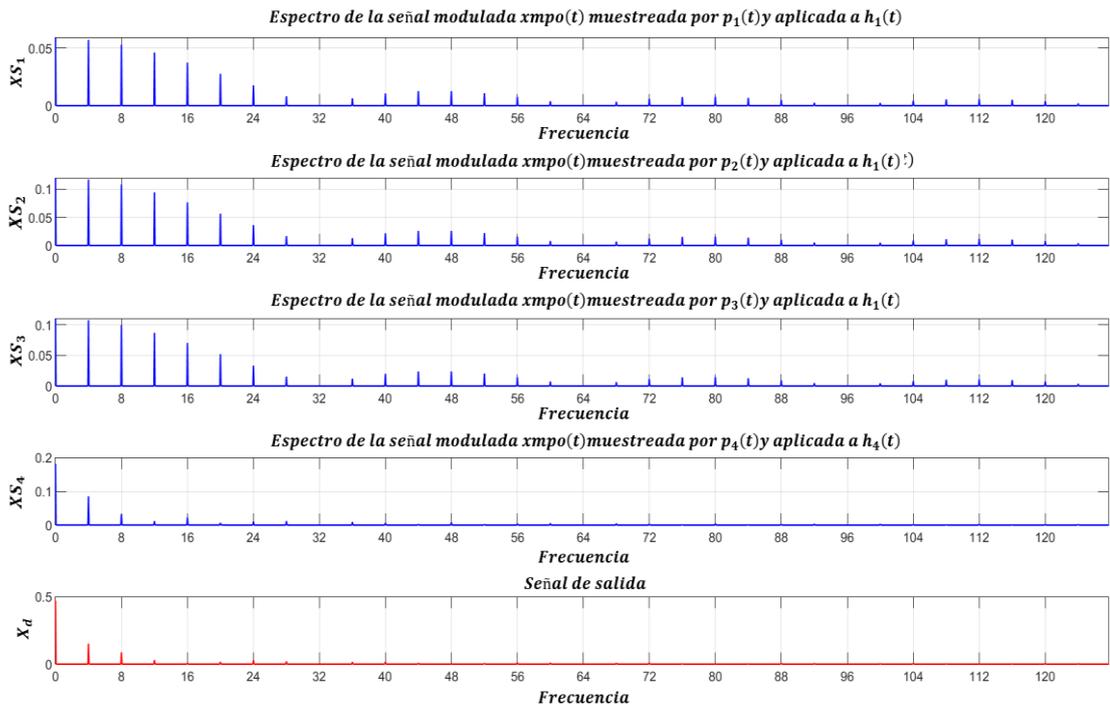
Como se ha dividido la señal muestreada en el S&H en cuatro señales separadas ( $x_{mpn}(t)$ ), se puede aplicar a cada una su retención para después superponer las cuatro a la salida.

Ahora se aplica a las 3 primeras muestras, formadas por las señales  $x_{mp1}(t)$ ,  $x_{mp2}(t)$  y  $x_{mp3}(t)$ , la retención correspondiente al sistema LTI  $h_1(t)$ . Mientras que, a la cuarta muestra representada por  $x_{mp4}(t)$ , se le aplica la retención correspondiente al sistema LTI  $h_4(t)$ . El resultado son las señales  $x_{sn}(t)$ .

La representación en el dominio de la frecuencia, tanto de los sistemas  $h_1(t)$  y  $h_4(t)$  como de sus salidas  $x_{sn}(t)$  se muestran en las figuras 3.31 y 3.32 respectivamente.



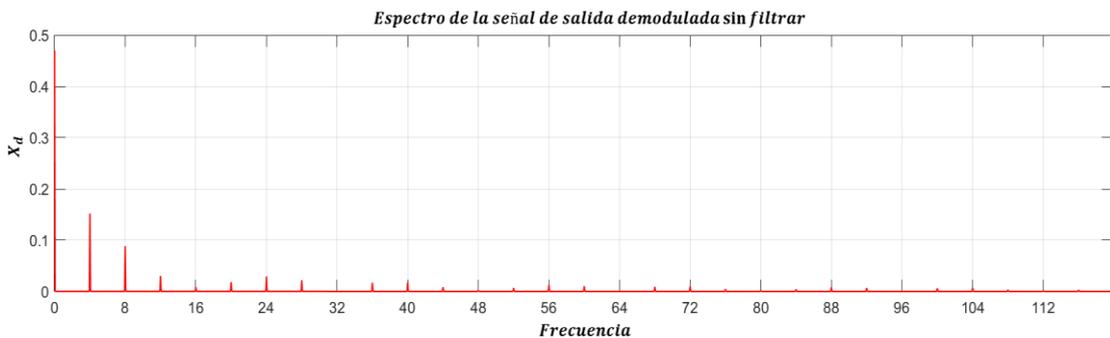
**Figura 3.31.** Función de transferencia de los sistemas  $h_1(t)$  y  $h_4(t)$ .



**Figura 3.32.** Espectro de las señales  $x_{s_n}(t)$  a la salida de los sistemas  $h_1(t)$  y  $h_4(t)$ .

Se aprecia en la figura 3.32 que el efecto de retener la señal en el *sample&hold* es el de darle mayor peso a las componentes continuas, sobre todo en el caso de  $x_{s_4}(t)$ , ya que la función *sinc* resultante del sistema  $h_4(t)$  tiene un lóbulo principal mucho más estrecho y alto (la función se hace cero en múltiplos de  $1/5$  de  $f_{SO}$ ), lo que provoca que la imagen situada en el origen de frecuencias destaque aún más por encima del resto.

La señal de salida escalonada está representada por  $x_d(t)$  y es la suma de las 4 señales  $x_{s_n}(t)$ . El espectro de  $x_d(t)$  se muestra en la figura 3.32 mediante la señal denominada  $X_d(f)$ . En ella observamos cómo la información ha quedado trasladada al origen de frecuencias. En la figura 3.33 se aprecia aún mejor.



**Figura 3.33.** Espectro de la señal demodulada de salida.

Para aislar la componente continua de la señal demodulada, se pasa la señal a través de un filtro paso-bajo con ancho de banda inferior al valor de la frecuencia de referencia con el objetivo de atenuar a la salida las imágenes situadas en los múltiplos de dicha frecuencia.

En este análisis no se ha tenido en cuenta la acción de los filtros paso-bajo y paso-banda del ADA2200. Además, se ha usado una portadora senoidal en lugar de una cuadrada como corresponde al sistema estudiado en este trabajo.

En cuanto a la portadora, la diferencia radica en que se añadirán los armónicos correspondientes a una señal cuadrada, así como una componente continua, ya que la señal varía entre 0V y el valor de la señal de información. Sin embargo, estas componentes quedarían idealmente eliminadas por los filtros mencionados.

El filtro paso-bajo de entrada va a “impedir” el paso de señales superiores a  $f_{SO}/2$ , por lo que sólo pasará, de forma atenuada, el tercer armónico de la señal cuadrada y por supuesto la componente continua.

Por su parte, el filtro paso-banda centrado en la frecuencia de referencia, es decir, en la componente fundamental de la señal cuadrada, se encargará de atenuar aún más ese tercer armónico, así como la componente continua y las interferencias que acompañen a la señal de interés.

Mediante la programación del registro 0x002B se puede configurar el segundo *prescaler* para que la frecuencia de la señal *RCLK* sea un cuarto de  $f_{SO}$  y no un octavo como en la configuración predeterminada. Cuando se selecciona este modo, se producen cuatro períodos de muestreo de salida durante cada ciclo *RCLK*. Se producen dos muestras de salida mientras la señal *RCLK* es alta. Cuando *RCLK* está a nivel bajo, la segunda muestra actualizada se mantiene constante durante dos períodos de muestra de salida adicionales.

### ***Desplazador de fase***

Modificando el valor del bit [6] del registro 0x002A se puede alternar entre la medida de la componente en fase o en cuadratura. Cuando este bit vale ‘1’ se va a desfasar 90° la señal *RCLK*, de manera que la medida obtenida a la salida corresponderá a la componente en cuadratura de la señal de entrada. Ya vimos en la teoría del amplificador *lock-in* del apartado 2.10, que esta función se usaba junto con la componente en fase para obtener una medida del valor de salida independiente del desfase entre la señal de entrada y la señal de referencia. Recuperamos la figura 3.21, pero ahora nos fijamos en la temporización marcada como “SALIDA PHASE90=1”.



Figure 5. CLKIN to RCLK, SYNCO, and OUTP/OUTN Sample Timing

**Figura 3.34.** Temporización de CLKIN, RCLK, SYNCO y las salidas OUTP y OUTN.

Se observa en la figura 3.34 que el efecto de desplazar 90° la señal RCLK consiste en que la muestra 0 se adelante 16 ciclos de reloj CLKIN con respecto a la muestra 0 en el modo “PHASE90=0”. Los 16 ciclos de reloj CLKIN equivalen a los 90° de desfase, tal y como se puede comprobar fácilmente:

$$16 \frac{1}{f_{CLKIN}} = 16 \frac{1}{64 f_{RCLK}} = \frac{16}{64} T_{RCLK} = 0,25 \cdot T_{RCLK} = \frac{T_{RCLK}}{4}$$

Es un cuarto de periodo de RCLK lo que equivale a una fase de 90°.

El valor por defecto del bit [6] del registro 0x002A es ‘0’, lo que corresponde a la medida de la componente en fase.

También existe la posibilidad de omitir el mezclador. Actuando sobre el bit [4] del registro 0x002A, podemos desactivar la función de demodulación, de manera que la salida va a producir un valor de muestra actualizado en cada período de muestra de salida  $1/f_{SO}$ .

### Opciones de reloj

Como se ha mencionado anteriormente, el funcionamiento del ADA2200, tanto en el caso de filtro programable como en el caso de amplificador *lock-in*, necesita de la sincronización entre sus bloques. Para poder conseguir dicha sincronización, el sistema se encuentra controlado por una señal de reloj maestra que se obtiene del exterior a través del pin CLKIN. Además, en el caso de la función de filtro programable, la respuesta en frecuencia del filtro implementado va a depender directamente del valor de la señal de reloj en sus diferentes etapas dentro del sistema. Por ese motivo, el ADA2200 cuenta con un par de divisores de reloj internos que permiten generar las señales necesarias para el funcionamiento del sistema. Para visualizarlo mejor, se presenta en la figura 3.36 la parte del diagrama de bloques del sistema de la figura 3.15 correspondiente a las señales afectadas por CLKIN.

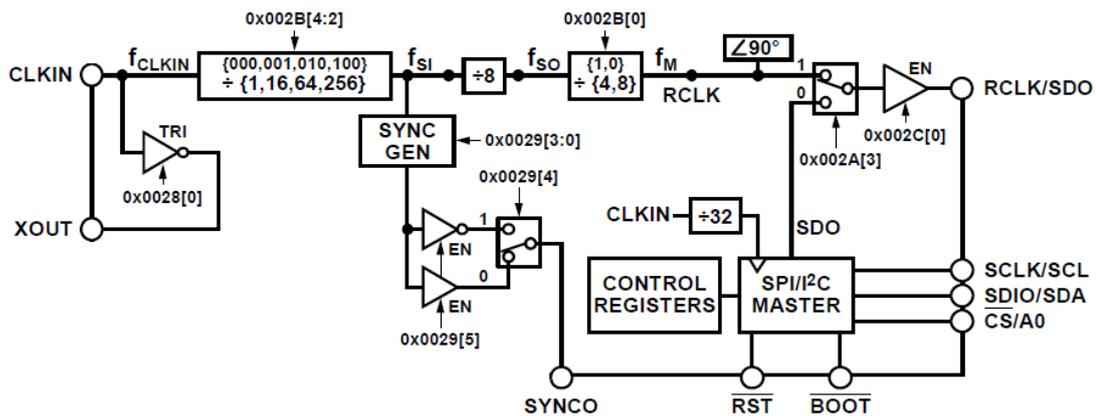


Figura 3.35. Diagrama de bloques interno del ADA2200.

El primero de los divisores se encuentra a la entrada, recibiendo la señal de reloj externa  $CLKIN$ . Como se observa en la figura 3.35, el divisor de entrada permite dividir la frecuencia  $f_{CLKIN}$  entre los valores 1, 16, 64 o 256. El registro encargado de establecer el valor de escala es el 0x002B en sus pines [4:2].

La frecuencia denominada  $f_{SI}$ , que se obtiene a la salida del divisor de entrada, es la frecuencia de muestreo de entrada al filtro de diezmo. A partir de esta señal se generan el resto de las señales de reloj del sistema. Por este motivo, el valor que fijemos en el registro 0x002B es muy importante, pues configura el resto de bloques del dispositivo. El valor cargado por defecto es "000", lo que corresponde a un divisor por 1. Por lo que, por defecto, la frecuencia  $f_{SI}$  es la frecuencia de entrada en  $CLKIN$ .

La frecuencia  $f_{SI}$  también sincroniza la señal  $SYNCO$ .

El siguiente divisor es un *prescaler* que divide entre 8 la frecuencia  $f_{SI}$ . Este divisor es fijo, no se puede configurar, y proporciona la señal de muestreo de salida del filtro de diezmo de frecuencia  $f_{SO} = f_{SI}/8$ .

La  $f_{SO}$ , además, fija la frecuencia de Nyquist y, por lo tanto, la frecuencia central del filtro IIR que vale:  $f_{NYQUIST}/4 = (f_{SO}/2)/4 = f_{SO}/8 = (f_{SI}/8)/8 = f_{SI}/64$ .

El tercer divisor de frecuencia en el camino de la señal de reloj es el que proporciona la señal  $RCLK$ . El divisor recibe la señal de frecuencia  $f_{SO}$  y la divide entre dos posibles valores: 4 y 8. A su salida obtenemos la señal  $RCLK$ , con frecuencia  $f_M = f_{SO}/4$  o  $f_M = f_{SO}/8$ . Esta señal es muy importante por dos razones:

1. Proporciona la señal de control del mezclador a través de los interruptores gobernados por los bits 4 y 6 del registro 0x002A.
2. Proporciona, a través del interruptor gobernado por el bit 3 del registro 0x002A, la señal de referencia  $RCLK$  que es usada para llevar a cabo la modulación de la información. Esta señal se puede deshabilitar mediante el bit 0 del registro 0x002C.

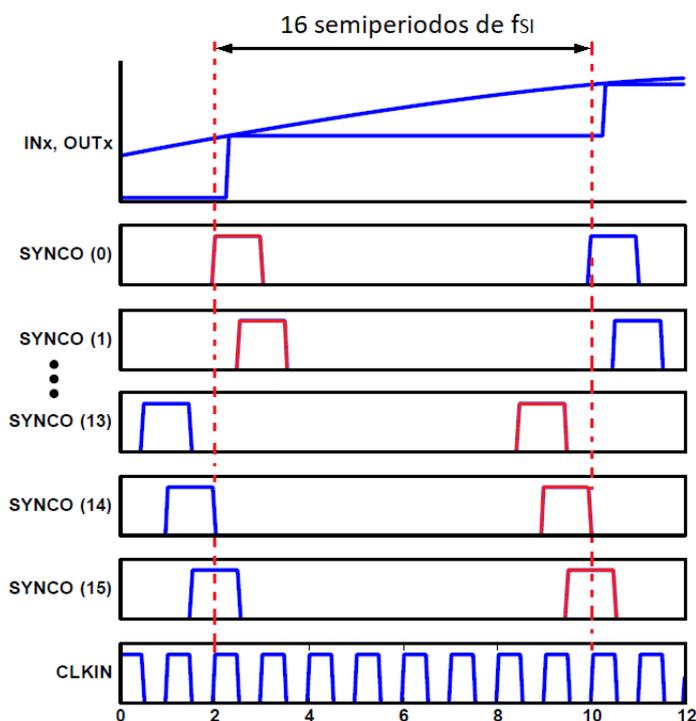
### Pulso de sincronización SYNC

De la señal de reloj también se deriva el pulso de salida denominado *SYNCO*. El ADA2200 genera este pulso con el objetivo de sincronizar las muestras de salida con algún dispositivo externo como un microprocesador o directamente un ADC y, de esta forma, iniciar una conversión analógica a digital de la salida del ADA2200.

La generación de este pulso garantiza que el muestreo del ADC se produzca en un momento óptimo durante la ventana de muestra de salida del ADA2200.

Cada muestra de salida del ADA2200 tiene una duración de 8 ciclos de reloj a la frecuencia  $f_{SI}$ , mientras que cada pulso *SYNCO* tiene una duración de 1 ciclo de reloj  $f_{SI}$ . Por lo tanto, la señal de reloj junto con el divisor de entrada establece la duración de los pulsos *SYNCO*.

El ADA2200, además, brinda la posibilidad de configurar en qué momento, dentro de los 16 semiperiodos de  $f_{SI}$  que se dan en una muestra, queremos que se dispare el pulso *SYNCO*. En la figura 3.36 se visualiza esta opción.



**Figura 3.36.** Desplazamiento del pulso SYNCO.

Los pulsos marcados en rojo representan el desplazamiento del pulso *SYNCO* dentro de la muestra visualizada, desde el comienzo de esta hasta el final.

También es posible desactivar e invertir la señal *SYNCO*, de manera que esté a nivel alto normalmente y pase a nivel bajo en cada uno de los pulsos.

Todo el control y programación de la función de temporización *SYNCO* se realiza desde el registro 0x0029. Los bits [3:0] configuran la posición del pulso *SYNCO* dentro de la muestra, correspondiendo el valor '000' a la generación del pulso en el primer semiciclo

de la señal  $f_{SI}$ , mientras que el valor '111' genera el pulso en el último semiciclo de  $f_{SI}$ . Los valores intermedios corresponden a cada uno de los semiciclos en orden temporal.

El bit [4] controla la inversión de la señal *SYNCO*, valiendo '0' para la señal no invertida y '1' para la opción invertida.

Por último, el bit 5 habilita (valor '1') y deshabilita (valor '0') la sincronización *SYNCO*.

### ***Amplificadores de entrada y salida***

La entrada del dispositivo puede ser sencilla a través de uno de los dos terminales *INP* o *INN* respecto a masa, o diferencial. Cuando se usa una sola entrada, la señal debe tener un voltaje de modo común cercano al punto medio de la alimentación.

En la aplicación tratada en este trabajo la señal de entrada ingresa al ADA2200 a través del terminal *INP*. Esta señal viene montada sobre la referencia continua  $V_{OCM}$ , cuyo valor es la mitad del voltaje de alimentación. En cuanto a la entrada inversora *INN*, se conecta al terminal  $V_{OCM}$ . Hay que tener en cuenta que las diferencias entre los niveles de modo común entre las entradas *INP* e *INN* dan como resultado un voltaje de offset dentro del dispositivo. Aunque el filtro paso-banda lo eliminaría, minimizar el offset evita reducir la oscilación de la señal disponible interna al dispositivo, lo que permite incrementar el rango dinámico para la medida.

En cuanto a las salidas, al igual que las entradas, puede usarse una salida sencilla o una diferencial. En el caso de la aplicación aquí estudiada, se ha utilizado la salida diferencial tomando las medidas de salida entre los terminales *OUTP* y *OUTN*.

El uso del ADA2200 en modo diferencial utiliza todo el rango dinámico del dispositivo y proporciona el mejor rendimiento de ruido y rechazo de modo común.

### ***Salida de voltaje en modo común (VOCM)***

El ADA2200 proporciona una salida de voltaje que puede ser usada como referencia común. El valor del voltaje *VOCM* es programable modificando el valor de los pines [2:0] del registro 0x002A (*Demod control*).

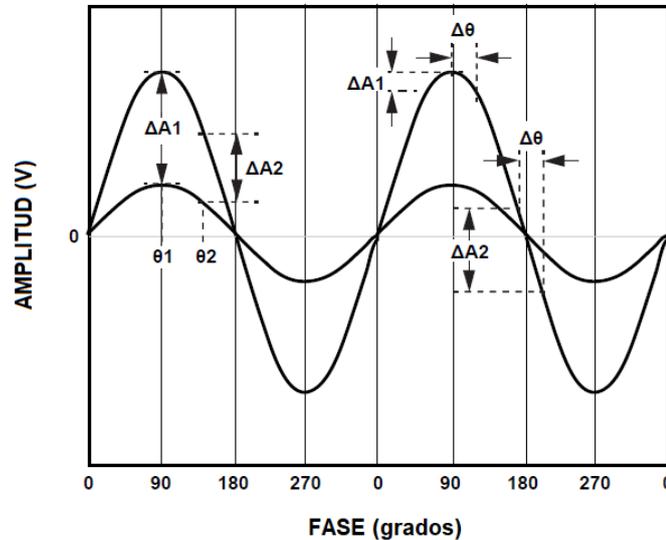
Los posibles valores de tensión que puede tomar *VOCM* se pueden consultar en la tabla de registros internos del ADA2200 del anexo IV. Para la aplicación desarrollada en este trabajo no se ha modificado el valor por defecto de los pines [2:0] del registro 0x002A, por lo que el voltaje de la referencia *VOCM* es de  $V_{DD}/2$  en modo de bajo consumo.

#### **3.1.5.6. Medida de señales**

En el apartado 2.10.3 se estudió que la salida del PSD es proporcional a la amplitud de la señal de entrada y al desfase entre la portadora y la señal de referencia. Esto mismo ocurre en el ADA2200, de forma que la señal de salida del ADA2200 depende de la amplitud y la fase (en relación con la señal de referencia) de la señal aplicada en sus entradas. Cuando la fase relativa de la entrada es constante, el ADA2200 realiza una demodulación de

amplitud, mientras que cuando la amplitud es constante el ADA2200 realiza una demodulación de fase.

Esta dependencia se muestra en la Figura 3.37.



**Figura 3.37.** Dependencia de la medida con las variaciones de amplitud y fase.

### **Medidas de amplitud**

Para llevar a cabo una medida de amplitud de la señal de entrada, la fase relativa (respecto a *RCLK*) de dicha señal debe permanecer constante. En ese caso la salida se comporta como una función lineal de la amplitud de la señal de entrada.

Esta relación directa entre la amplitud de entrada y el nivel de salida queda ponderada por el valor de la fase relativa entre la entrada y *RCLK*. Teniendo esto en cuenta, si se observa la figura 3.37 se deduce que la mayor sensibilidad a los cambios en la amplitud de la entrada se da en las crestas de la señal a medir. Mientras que la menor sensibilidad ocurre en los cruces por cero, donde la amplitud no varía. En la figura 3.37 se ve que para un ángulo  $\theta_1$  situado en la cresta de la señal, la variación de amplitud  $A_1$  es mayor que  $A_2$  situado en un ángulo  $\theta_2$ . En el cruce por cero la variación es nula. Por lo tanto, si la referencia *RCLK* está en fase o desfasada  $180^\circ$  respecto a la señal de entrada, el sistema tomará las muestras en las crestas de la señal donde tenemos máxima sensibilidad (entre  $0^\circ$  y  $180^\circ$  habrá una inversión de signo). Si, por el contrario, *RCLK* se encuentra desfasada  $90^\circ$ , las muestras se tomarán en los cruces por cero de la señal de entrada donde la sensibilidad es nula. Ambos puntos se encuentran en cuadratura.

La expresión que proporciona el valor de salida medio en un ciclo es:

$$\begin{aligned}
 V_{CYCLEMEAN} &= \text{Conversion Gain} \times V_{IN(RMS)} \times \text{sen}(\theta_{REL} - \theta_{DEL}) = \\
 &= 1,05 \times V_{IN(RMS)} \times \text{sen}(\theta_{REL} - \theta_{DEL}) \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

Donde se puede ver que la salida depende del valor *RMS* de la entrada y de la diferencia entre la fase relativa y el retardo de fase, conceptos definidos en el apartado 3.1.5.4. Observando la expresión (3.7) se deduce que el valor máximo de ganancia y, por lo tanto, la mayor relación señal/ruido, se obtiene cuando se cumple:

$$\theta_{REL} = \theta_{DEL} + 90^\circ = 83^\circ + 90^\circ = 173^\circ \quad (3.8)$$

Este valor de  $\theta_{REL}$  es también el punto de operación con la menor sensibilidad a los cambios en la fase relativa, tal y como se puede comprobar en la figura 3.37. La variación de amplitud  $\Delta A_1$  ante un cambio de fase  $\Delta\theta$  es menor en la zona de la cresta que en el cruce por cero.

Operar con  $\theta_{REL} = \theta_{DEL} - 90^\circ = -7^\circ$  ofrece la misma ganancia, pero con una inversión de signo.

### **Medidas de fase**

Para llevar a cabo una medida de fase es necesario que la amplitud de la señal presente en las entradas del ADA2200 permanezca constante, de forma que la salida variará en función de la fase relativa entre la señal de entrada y la referencia *RCLK*.

Siempre que los cambios de fase sean pequeños, esta relación es aproximadamente lineal. Sin embargo, la ganancia (pendiente) de esta relación depende del cambio de fase relativo entre la señal y *RCLK*. De nuevo, si se observa la figura 3.37 se puede apreciar que, si el cambio de fase ocurre alrededor de la cresta de la señal, el cambio en la salida es apenas perceptible y no se podrá distinguir entre un cambio positivo o negativo. En la cresta de la señal una variación de fase de  $\pm\Delta\theta$  genera una disminución de amplitud  $\Delta A_1$  de igual valor y signo en ambos casos.

Sin embargo, en los cruces por cero de la señal obtenemos la máxima sensibilidad en el caso de medida de fase. En la figura 3.37 se puede ver que para una variación de fase  $\pm\Delta\theta$ , la pendiente es más pronunciada y además el cambio de amplitud  $\Delta A_2$  va a tener distinto signo en función de si el cambio de fase es positivo o negativo.

La expresión de la medida de fase relativa es:

$$\begin{aligned} \theta_{REL} &= \sin^{-1}(V_{CYCLEMEAN}/(\text{Conversion Gain} \times V_{IN(RMS)})) + \theta_{DEL} = \\ &= \sin^{-1}(V_{CYCLEMEAN}/(1,05 \times V_{IN(RMS)})) + \theta_{DEL} \quad (3.9) \end{aligned}$$

Hay que tener en cuenta que, en el caso de la medida de fase, si la amplitud de entrada permanece constante y la salida es directamente proporcional a dicha amplitud, una entrada a escala completa proporcionará la mayor sensibilidad de fase ( $V/^\circ\theta_{REL}$ ) y, por lo tanto, el mayor valor en la relación señal / ruido.

Se ha visto en la figura 3.37 que la sensibilidad de fase también varía con la fase relativa. La máxima sensibilidad se da para  $\theta_{REL} = 83^\circ$ . Por esta razón, el rango de medida óptimo es para señales de entrada con una fase relativa igual al retardo de fase de  $\pm 45^\circ$ . Este rango proporciona la mayor ganancia y, por tanto, la mayor medición de la relación señal/ruido. Este rango es también el punto de operación con la menor sensibilidad a los cambios en la fase relativa. Operar con una fase relativa igual al retardo de fase de  $-135^\circ$  a  $-225^\circ$  ofrece la misma ganancia y precisión de medida, pero con una inversión de signo.

La sensibilidad de fase con una entrada diferencial de 4Vp-p operando con una fase relativa igual al retardo de fase resulta en una sensibilidad de fase de  $36,6 \text{ mV}/^\circ\theta_{REL}$ .

### **Medidas de amplitud y fase**

En el caso en el que se desconoce tanto la amplitud como la fase de la señal de entrada, se hace necesario obtener las componentes en fase (I) y cuadratura (Q) de la señal para determinar la amplitud y la fase de la entrada. Esto se estudió en el apartado 2.10.7 en el que se trataba el amplificador *lock-in* de doble fase. El procedimiento en el ADA2200 es el mismo una vez que se miden los voltajes de salida para la componente en fase y la componente en cuadratura.

La componente en fase se obtiene midiendo con el interruptor *EEPROM\_BOOT* de la placa de evaluación desactivado. Para medir la componente en cuadratura activaremos dicho interruptor y reiniciaremos el ADA2200 presionando el pulsador de *RESET*. Esta acción cargará la configuración guardada en la EEPROM que difiere de la predeterminada únicamente en el bit *PHASE90*, el cual controla el desfase de  $90^\circ$  de la señal de referencia *RCLK*.

Si la amplitud y la fase de la señal son relativamente constantes durante la medición, es posible llevar a cabo ambas medidas obteniendo las componentes I y Q. Realice los siguientes cálculos para encontrar la amplitud y la fase:

$$A = \sqrt{I^2 + Q^2}$$
$$\theta_{REL} = \cos^{-1}\left(\frac{Q}{A}\right) + \theta_{DEL} \quad ; \quad \theta_{REL} = \sin^{-1}\left(\frac{I}{A}\right) + \theta_{DEL} \quad (3.10)$$

Debido a que el seno inverso y el coseno inverso solo se definen en dos cuadrantes, se debe tener en cuenta el signo de los componentes I y Q para mapear el resultado sobre el rango de  $360^\circ$  de posibles valores de fase relativa.

No se recomienda utilizar la tangente inversa para obtener la fase, debido a que la función no está definida en  $+90^\circ$  y  $-90^\circ$ . Esta función hace que la medición de fase se vuelva muy sensible a los errores de medición y al ruido.

### **3.1.5.7. Aplicaciones**

Se tratan en este apartado sólo las aplicaciones que tienen relación con el sistema desarrollado en este trabajo. En las hojas del fabricante se describe la conexión a microcontroladores y a un ADC multicanal, pero no se tratan de aplicaciones necesarias para el desarrollo de este trabajo por lo que para obtener información de las mismas nos remitimos a las hojas de características del fabricante [15].

### **Sistemas de salida analógicos**

Los procesos de muestreo y demodulación realizados por el ADA2200 introducen componentes de frecuencia adicionales en la señal de salida. Si la señal de salida es usada

en el dominio analógico o si se muestrea de forma asíncrona al muestreo del ADA2200, las componentes de alta frecuencia se pueden eliminar mediante un filtro de reconstrucción. Si, por el contrario, la salida del ADA2200 es medida mediante un ADC, el cual muestrea la salida de forma síncrona a la frecuencia de muestreo del ADA2200, no se requerirá filtro de reconstrucción.

### ***Filtros de reconstrucción***

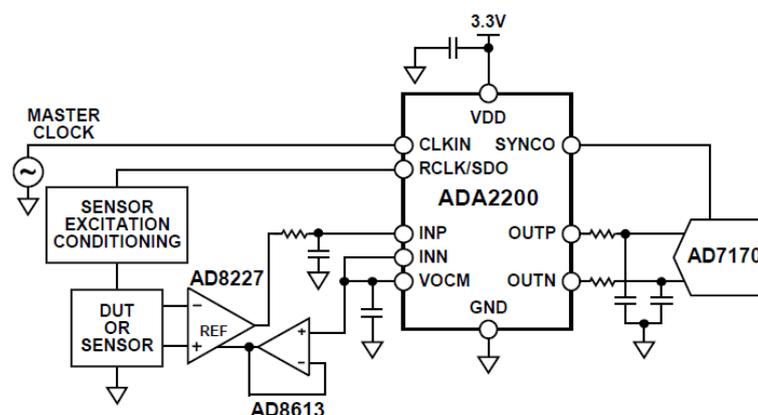
La salida continua escalonada del ADA2200 contiene imágenes positivas y negativas de la señal deseada en múltiplos de  $f_{SO}$ . En muchos casos se tratan de componentes de ruido no deseadas que deben eliminarse. El filtro de reconstrucción puede atenuar esas componentes. Hay que tener en cuenta que el ancho de banda del filtro de reconstrucción va a determinar el ancho de banda de demodulación de la salida analógica. Se debe alcanzar un compromiso entre el ruido tolerado y el ancho de banda de demodulación. Hay que asegurarse de que la frecuencia de corte del filtro de reconstrucción sea lo más baja posible, minimizando al mismo tiempo la atenuación de la información demodulada.

### ***Interfaz con ADCs***

La conexión del ADA2200 a un ADC puede ser sincronizada mediante la señal *SYNCO*. Cuando esto ocurre el ADC muestreará coherentemente las salidas del ADA2200, de manera que no será necesario un filtro de reconstrucción a la salida ya que el propio ADC rechazará las imágenes mediante su proceso de muestreo.

### ***Aplicación como amplificador lock-in***

El fabricante proporciona la conexión del ADA2200 para una aplicación como amplificador *lock-in*. En la figura 3.38 se muestra la conexión propuesta por el fabricante.



**Figura 3.38.** Aplicación del ADA2200 como amplificador *lock-in*.

Esa conexión es la utilizada en la aplicación tratada en este trabajo. El sensor es excitado mediante la señal *RCLK*. Su salida es recogida y amplificada por un amplificador de instrumentación al cual se le añade el voltaje de referencia del terminal  $V_{OCM}$ . La salida del amplificador se introduce al ADA2200 por su entrada no inversora, mientras que la entrada inversora se conecta a la tensión de referencia.

En cuanto a la salida, se toma el voltaje diferencial, se filtra y se pasa al ADC. En el caso del sistema estudiado en este trabajo, el ADC toma las señales antes del filtro paso bajo.

Una forma, dada por el fabricante, de procesar digitalmente las muestras de salida tomadas mediante el ADC, consiste en tomar la suma de ocho muestras para devolver un valor. El valor a devolver se puede obtener mediante un filtro de media móvil, el cual reducirá el nivel de ruido de la señal. La longitud del filtro la marcará el nivel de ruido y el tiempo de establecimiento requerido.

### **3.1.5.8. Métodos de programación del ADA2200**

Los diferentes registros del ADA2200 pueden ser programados mediante dos métodos: a través del interfaz del puerto serie o leyendo la configuración guardada en una EEPROM mediante el bus I2C.

La opción del puerto serie (SPI) no está disponible directamente en la placa de evaluación ADA2200-EVALZ, por lo que no se ha hecho uso de esta función en el presente trabajo. Por ese motivo, no se trata en este punto la configuración del SPI, siendo necesario remitirse a las hojas del fabricante para obtener más información si así se desea.

La configuración de los registros del ADA2200 se ha realizado a través de la programación de la EEPROM mediante la placa ELEGOO Mega2560.

#### ***Configuración de arranque desde la EEPROM***

La carga de la configuración de los registros internos del ADA2200 desde la EEPROM externa se lleva a cabo a través del bus I2C del dispositivo. La conexión entre la memoria y el ADA2200 se puede ver en el esquema general de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ del anexo II.

El fabricante proporciona dos maneras de arrancar desde la EEPROM actuando sobre los pines *BOOT* y *RESET*. No se van a estudiar estos procedimientos, ya que en el caso del trabajo que nos ocupa, el ADA2200 se encuentra montado en la placa de evaluación ADA2200-EVALZ, la cual incluye un interruptor que controla el estado del pin *BOOT* y un pulsador que actúa sobre el terminal *RESET*, por lo que el arranque desde la EEPROM se realiza mediante el procedimiento ya descrito en el punto de “Programación de los registros del ADA2200” del apartado 3.1.4.5.

El ADA2200 realiza una suma de comprobación con el valor de los primeros 27 bytes cargados desde la EEPROM, correspondientes a los registros de configuración del filtro (desde el 0x0011 hasta el 0x0027). Si la comprobación coincide con la suma almacenada en la EEPROM en el byte 28, entonces significa que la carga se realizó correctamente.

La suma de comprobación se puede leer en el registro 0x002E. El resultado de carga correcta o incorrecta se puede leer en el registro de estado de EEPROM en la dirección 0x002F.

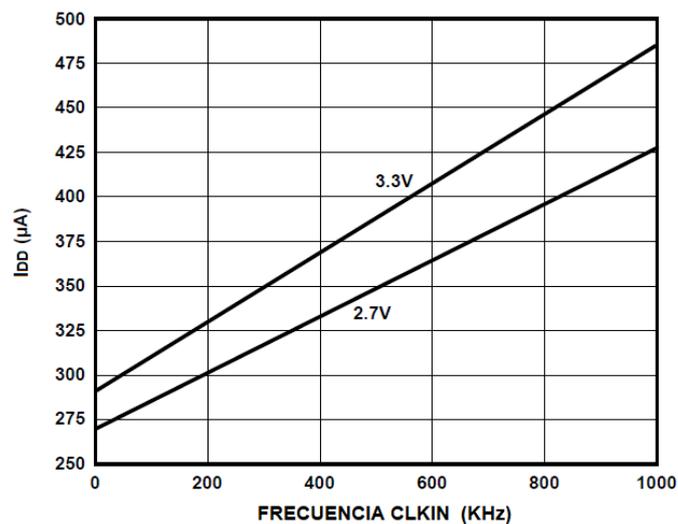
Por último, el pin  $\overline{CS}/A0$  permite soportar dos configuraciones distintas en una única EEPROM o diferentes configuraciones para dos ADA2200. Para admitir dos dispositivos, o una configuración dual para un solo dispositivo, la EEPROM debe tener al menos dos páginas.

### **Disipación de potencia**

El fabricante identifica dos consumos principales en el ADA2200: las corrientes de polarización del amplificador y las corrientes de los condensadores conmutados usados en el diseño del filtro programable.

Las corrientes de polarización no dependen de la frecuencia de reloj, pero las corrientes de los condensadores conmutados sí, siendo directamente proporcionales a la frecuencia de muestreo de entrada  $f_{SI}$ .

En la figura 3.39 se muestra el consumo de corriente típico en función de la frecuencia de reloj.



**Figura 3.39.** Valor típico de corriente vs Frecuencia de  $CLKIN$  para  $V_{DD}=2,7V$  y  $3,3V$ .

En la figura 3.39 la frecuencia está expresada en KHz. Para el caso de la aplicación desarrollada en este proyecto, con una frecuencia de reloj de 400KHz y una alimentación de 3,3V, el consumo típico del ADA2200 es de unos 370µA, lo que representa un consumo muy bajo.

### 3.1.5.9. Configuración de los registros internos del ADA2200

Las condiciones de diseño y las características de ciertos elementos del sistema condicionan la configuración de las señales generadas por el ADA2200.

A continuación, se describen y justifican los valores de configuración de los registros internos del ADA2200 en función de los requisitos del sistema de medida de peso estudiado en este trabajo.

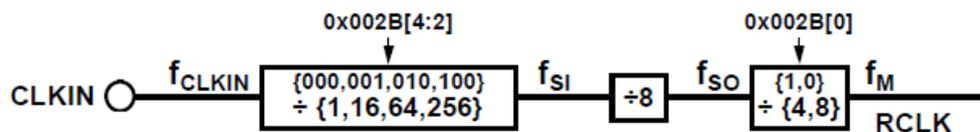
La identificación de los registros internos del ADA2200, así como su valor predeterminado y su direccionamiento se pueden obtener de las tablas A4 y A5 situadas en los anexos IV y V respectivamente de este trabajo.

#### Señal de referencia RCLK

Señal usada como portadora en la modulación de la información y que al mismo tiempo es utilizada en el mezclador para llevar a cabo la demodulación síncrona.

Al ser la portadora significa que la información se va a desplazar a dicha frecuencia. No es necesario para este propósito que la frecuencia a la que se desplace sea un valor excesivamente elevado. Además, se debe tener en cuenta el ancho de banda del amplificador por el que pasa la señal. Por otro lado, tampoco se debe aproximar a frecuencias que coincidan o se acerquen a fuentes de ruido conocidas, como por ejemplo la frecuencia de red. Por lo tanto, se elige una frecuencia que se encuentre en torno a los 400Hz o 500Hz.

La frecuencia de la señal *RCLK* depende de la señal de reloj *CLKIN*. En este caso el reloj es proporcionado por el oscilador montado en la placa de evaluación y su frecuencia es de 400KHz. El esquema de generación de *RCLK* se muestra a continuación en la figura 3.40.



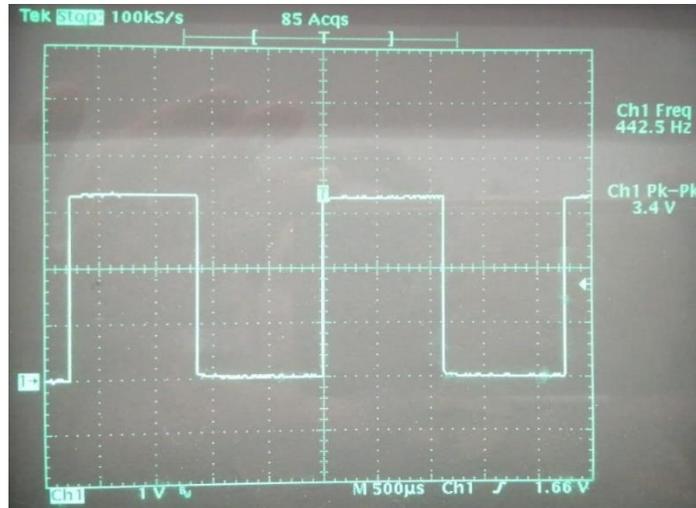
**Figura 3.40.** Esquema de generación de señales de reloj en el ADA2200.

Para obtener una frecuencia *RCLK* próxima a los valores deseados, la combinación de divisores de los *prescaler* ha de ser de 16 para  $f_{CLKIN}$  y de 8 para  $f_{SO}$ . El resultado se muestra a continuación:

$$f_{RCLK} = \frac{f_{CLKIN}}{16} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{8} = \frac{400KHz}{16} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{8} = 390,625Hz \quad (3.11)$$

Es decir, que hay que modificar el registro 0x002B cuyo valor predeterminado es “00010”. El nuevo valor del registro 0x002B, para obtener la configuración detallada anteriormente, debe ser “00110”.

En la figura 3.41 se visualiza la señal *RCLK* generada tras esta modificación de registro.



**Figura 3.41.** Señal *RCLK*.

En la figura 3.41 el valor de frecuencia de *CLKIN* no es exactamente el calculado, siendo de 442,5Hz. Esto puede deberse a ciertas desviaciones en los *prescaler* o en el valor de *CLKIN*. No es relevante para el funcionamiento del sistema, pero habrá que tenerlo en cuenta en la temporización de la señal *SYNCO*, pues influye en el tiempo de muestra disponible para que el ADC realice la conversión.

### **Señal de sincronización SYNCO**

Es la señal encargada de sincronizar las muestras de salida válidas con los dispositivos de conversión o de lectura externos. En nuestro caso va a sincronizar las muestras de salida con las lecturas por parte del ADC, de manera que el pulso *SYNCO* le marcará a este el momento adecuado de iniciar la conversión de analógico a digital de la muestra presente en las salidas.

Como se vio en el punto “Pulso de sincronización SYNCO” del apartado 3.1.5.5, este pulso puede configurarse de forma que se dispare en uno de los 16 semiciclos de la señal de muestreo de entrada al ADA2200 ( $f_{SI}$ ) en los que se divide una muestra de salida.

Al mismo tiempo, en el punto “Frecuencia de reloj del ADC y tiempos de conversión” del apartado 3.1.3.3, se vio que el tiempo de conversión que necesita el ADC para llevar a cabo la lectura de las salidas *OUTP* y *OUTN* es de al menos  $208\mu s$ . La frecuencia de la señal *SYNCO* es  $1/8$  de la señal  $f_{SI}$ , o lo que es lo mismo, 8 veces la frecuencia de *RCLK*. Si se toma como válido el valor real medido de *RCLK*, entonces tenemos que:

$$f_{SYNCO} = 8 \cdot f_{RCLK} = 8 \cdot 442,5\text{Hz} = 3540\text{Hz} \quad (3.12)$$

$$T_{SYNCO} = \frac{1}{f_{SYNCO}} = \frac{1}{3540\text{Hz}} = 282,48\mu\text{s} \quad (3.13)$$

Es decir, cada  $282,48\mu\text{s}$  se producirá un inicio de conversión que incluye en realidad dos conversiones seguidas que necesitan en total  $208\mu\text{s}$ . Por lo tanto, el ADC tendrá tiempo suficiente entre disparo y disparo de realizar las conversiones.

Pero aún queda por ver si el momento en el que se realiza el disparo dentro del tiempo de muestra es el adecuado.

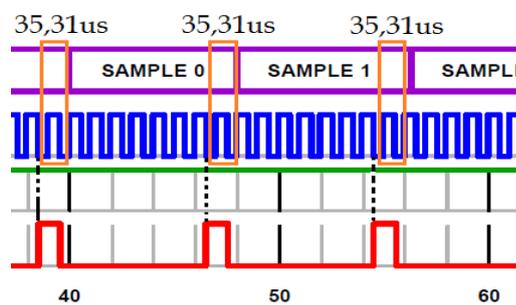
La configuración por defecto del ADA2200 para este caso, según el anexo IV, determina un valor igual a "1101" para los bits [3:0] del registro 0x0029, lo que significa que el nivel alto de la señal *SYNCO* se producirá en el flanco número 14 de la señal  $f_{SI}$ , de los 16 que hay dentro de cada tiempo de muestra. Tomando de nuevo como referencia el valor de frecuencia real medido para *RCLK*, el valor de  $f_{SI}$  debe ser:

$$64 \times f_{RCLK} = 64 \times 442,5\text{Hz} = 28320\text{Hz} \quad (3.14)$$

Por lo que cada flanco de  $f_{SI}$  (medio ciclo de  $f_{SI}$ ) está espaciado por:

$$\frac{T_{SI}}{2} = \frac{1}{\frac{f_{SI}}{2}} = \frac{1}{\frac{28,32\text{KHz}}{2}} = 17,65\mu\text{s} \quad (3.15)$$

Esto significa que cuando se produce el flanco positivo de *SYNCO*, es decir, cuando el ADC es interrumpido para que comience una conversión, la muestra actual sólo se mantendrá durante dos flancos de  $f_{SI}$ , es decir, durante  $35,31\mu\text{s}$ . En la figura 3.42 se puede apreciar la temporización por defecto de la señal *SYNCO* y las ventanas de  $35,31\mu\text{s}$  disponibles para que el ADC realice las dos conversiones.



**Figura 3.42.** Temporización de la señal *SYNCO*.

En la figura 3.42, extraída de las hojas de características del ADA2200, se toma como referencia la señal *CLKIN* y no  $f_{SI}$  como se ha mencionado. Esto se debe a que se asume en dicha figura que el *prescaler* de entrada divide entre 1 la señal *CLKIN*, por lo que su frecuencia es igual a la de  $f_{SI}$  que, si nos fijamos en el esquema interno del ADA2200 de la figura 3.15, es la que marca la generación de *SYNCO*.

Volviendo a la temporización, es evidente que, conociendo ya los tiempos de conversión del ADC (208 $\mu$ s en total), debemos adelantar el momento de disparo de la señal *SYNCO* lo suficiente para que el ADC tenga tiempo de realizar ambas medidas antes de que cambie el valor de la muestra. Con este objetivo se modifican los bits [3:0] del registro 0x0029 del ADA2200 y se carga en ellos el valor "0111", de manera que ahora el disparo del ADC se producirá a la mitad del tiempo de muestra aproximadamente (flanco número 8 de la señal  $f_{SI}$ ). Ahora contamos con 8 flancos más de 17,65 $\mu$ s cada uno, con un total de 141,24 $\mu$ s. El ADC necesita 104 $\mu$ s para realizar la conversión de *OUTP* y al menos 12 $\mu$ s más para que la siguiente lectura, *OUTN*, realice el *sample and hold* de la muestra. Eso son 116 $\mu$ s, por lo que sobrarían 25,24 $\mu$ s hasta el final de la muestra más otros 141,24 $\mu$ s hasta el siguiente disparo para completar la conversión. Por lo tanto, en principio, el ADC tiene suficiente tiempo para realizar las dos conversiones seguidas sin el riesgo de que tome medidas de *OUTP* y *OUTN* en muestras diferentes, hecho que conduciría a valores erróneos en el cálculo de la media de los valores diferenciales de los escalones. Por lo tanto, se debe configurar el registro 0x0029 con el valor hexadecimal 0x27.

### **Configuración del mezclador del ADA2200**

La configuración predeterminada de los registros almacenada en la EEPROM es idéntica a la que contiene el ADA2200 salvo por el valor del bit 6 del registro de control del demodulador ("*Demod control*") situado en la dirección =0x002A. Este bit es el encargado de controlar la función "*PHASE90*", la cual gobierna el desfase de 90° de la señal de referencia con respecto a la portadora de la información. Es decir, controla la demodulación de la componente en fase o en cuadratura.

En la configuración por defecto almacenada en la EEPROM el bit 6 vale '1' por lo que está activa la demodulación en cuadratura. Esta función no es necesaria en la aplicación diseñada de la célula de carga, ya que el desfase entre la portadora y la señal de referencia es conocido en todo momento y, además, tiene un valor de 180° lo que supone que la salida prácticamente alcance la máxima ganancia.

Como el objetivo es configurar los registros del ADA2200 a partir del contenido de la EEPROM, antes se debe modificar el valor del bit *PHASE90* en esta. Por lo tanto, se debe cargar un '0' en este bit, valor que corresponde a la demodulación en fase.

### **Programación de la EEPROM y resumen de configuración de registros del ADA2200**

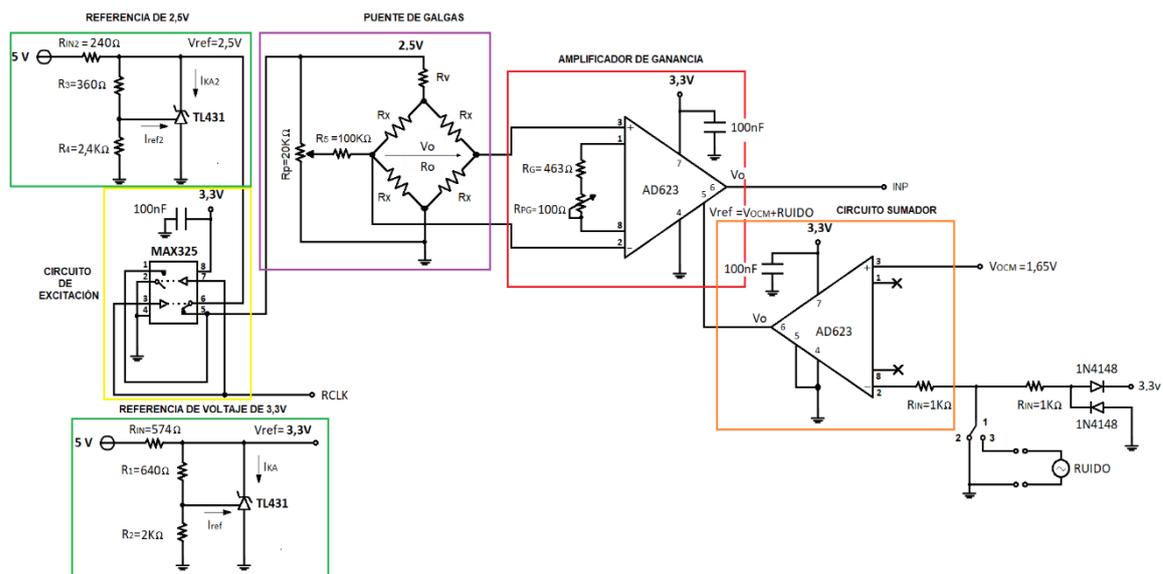
La programación de la EEPROM se ha llevado a cabo de forma externa mediante el microprocesador *ATmega2560* de la placa ELEG00. La comunicación con la memoria EEPROM se realiza mediante el bus I2C. La conexión entre la memoria y la placa ELEG00 simplemente requiere la unión de las líneas SDA y SCL, ambas con su respectiva resistencia de 10K $\Omega$  conectada a la alimentación de 3,3V.

En resumen, los registros modificados en la configuración almacenada en la EEPROM, así como los nuevos valores guardados en ellos son:

- Registro 0x002B (*Clock configuration*): se carga el valor 0x06.
- Registro 0x002A (*Demod control*): se carga el valor 0x18.
- Registro 0x0029 (*Sync control*): se carga el valor 0x27.

### 3.1.6. Circuito de excitación y acondicionamiento

Este bloque del sistema consta de los elementos necesarios para, por un lado, excitar a la célula de carga a partir de la señal *RCLK* y, por otro lado, tomar la señal de salida del puente y acondicionarla antes de que sea procesada por el ADA2200.



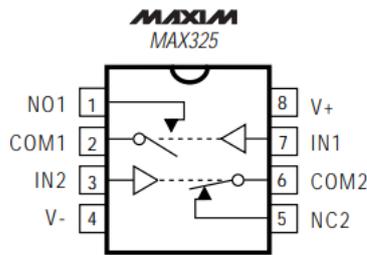
**Figura 3.43.** Esquema del circuito de excitación y acondicionamiento.

Esta parte del sistema se puede separar en varios bloques, tal y como se va a detallar a continuación.

#### 3.1.6.1. Circuito de excitación con onda cuadrada

La excitación del puente de galgas se lleva a cabo mediante una señal cuadrada que va a oscilar entre 0V y 2,5V. Para obtener esta señal cuadrada a partir de la alimentación de 2,5V se hace uso de la señal de referencia proporcionada por el ADA2200 (*RCLK*) y del circuito integrado MAX3225 [19].

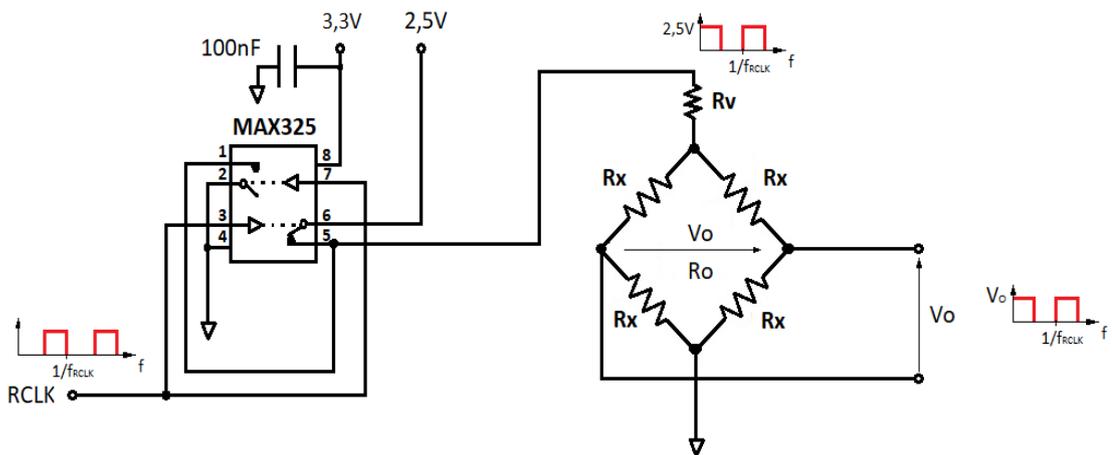
Este circuito se trata de un interruptor analógico con un switch normalmente abierto y otro normalmente cerrado. El esquema interno del MAX3225 se muestra en la figura 3.44.



**Figura 3.44.** Esquema interno del MAX325.

Los interruptores son controlados a través de la señal de referencia  $RCLK$  proporcionada por el ADA2200. Esta referencia es la usada en el mezclador para demodular la señal cuando funciona como amplificador *lock-in*. Al controlar los interruptores del MAX325 mediante  $RCLK$  vamos a conseguir modular la información de salida de la célula de carga (la salida diferencial del puente de galgas) a la frecuencia de portadora igual a  $f_{RCLK}$  y, por lo tanto, a la misma frecuencia (y forma, en este caso cuadrada) de la señal de referencia usada en el mezclador para llevar a cabo la demodulación. Esta igualdad entre la portadora y la referencia es la condición sobre la que se sustenta la recuperación de la información modulada, es decir, la base del funcionamiento del amplificador *lock-in*.

La conexión del MAX325 se muestra en la figura 3.45.



**Figura 3.45.** Esquema de conexión del MAX325.

Por lo tanto, la información proporcionada por la salida diferencial del puente de Wheatstone va a ser modulada por  $RCLK$ , siendo esta señal la portadora y la tensión diferencial  $V_0$  la moduladora.

El fabricante garantiza que la operación cumple la condición “*Break-before-make*”, es decir, que hasta que uno de los interruptores no se abra el otro no se cierra y viceversa, de manera que nunca van a coincidir ambos interruptores cerrados evitando que se produzca una comunicación entre alimentación y masa.

También da información acerca del valor de la resistencia de conexión de los interruptores ( $R_{ON}$ ) en función del voltaje de la señal aplicada al contacto de entrada de estos. En la figura 3.46 (a) se muestra el valor típico y máximo de dicha resistencia, mientras que en la figura 3.46 (b) se presenta el valor de  $R_{ON}$  en función de la señal aplicada al interruptor ( $V_{COM}$ ).

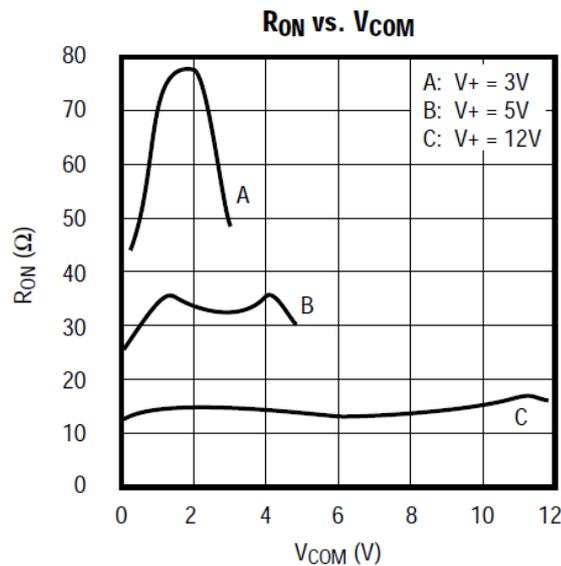
## MAX323/MAX324/MAX325

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS—Single +3.3V Supply

( $V_+ = 3.0V$  to  $3.6V$ ,  $GND = 0V$ ,  $V_{INH} = 2.4V$ ,  $V_{INL} = 0.6V$ ,  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS		MIN	TYP (Note 2)	MAX	UNITS
Channel On-Resistance	$R_{ON}$	$V_+ = 3V$ , $I_{COM} = 1.0mA$ , $V_{NO}$ or $V_{NC} = 1.5V$	$T_A = +25^\circ C$		83	175	$\Omega$
			$T_A = T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			275	

(a)

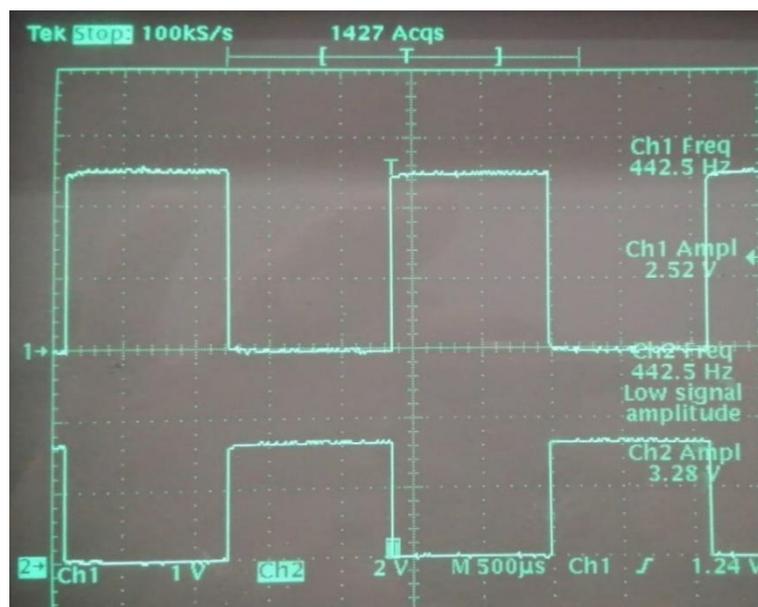


(b)

**Figura 3.46.** Valor de la resistencia de conexión  $R_{ON}$  del MAX325: (a) Resistencia en el canal de conexión del MAX325; (b) Gráfica de  $R_{ON}$  vs  $V_{COM}$ .

El valor de esta resistencia va a influir en la caída de tensión de la señal de excitación aplicada al puente, ya que va a hacer que sea ligeramente inferior. Este efecto se verá en detalle en el apartado 3.1.6.2 correspondiente a la referencia de tensión de 2,5V.

La conexión de la excitación de 2,5V y de la masa a los interruptores “NO” y “NC” del MAX325 va a determinar la relación entre la señal de control  $RCLK$  y la señal de salida del MAX325. Ambas se representan en la imagen de la figura 3.47.

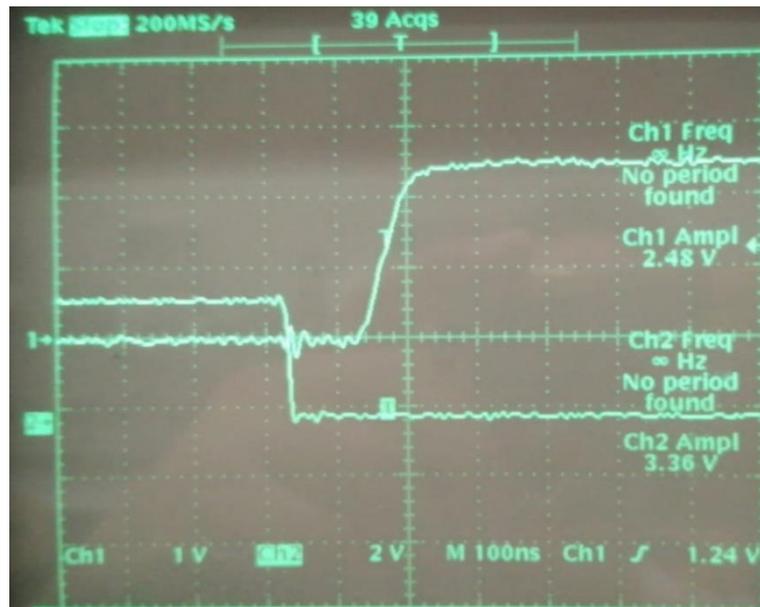


**Figura 3.47.**  $V_{OUT}$  del MAX325 (CH1) vs  $RCLK$  (CH2).

En la figura 3.47 se observa que existe un desfase de  $180^\circ$  entre la señal  $RCLK$  (señal inferior correspondiente al canal 2 del osciloscopio) y la señal de excitación del puente de galgas (canal 1 del osciloscopio). Como ya se ha comentado, esto se debe a la conexión llevada a cabo en el MAX325. Analizando el esquema de la figura 3.45 se observa que la excitación de 2,5V está conectada al interruptor NC (normalmente cerrado), mientras que el terminal de masa está conectado al interruptor NO (normalmente abierto). Esto significa que cuando  $RCLK$  esté a nivel alto, el interruptor NC se va a abrir cortando la excitación de 2,5V, mientras que el interruptor NO se va a cerrar dando masa al terminal de alimentación del puente. Es decir, que cuando  $RCLK$  está a nivel alto la excitación está a nivel bajo.

Cuando  $RCLK$  está a nivel bajo ocurre justo lo contrario, NO se abre desconectando la masa del puente al mismo tiempo que NC se cierra conectando la alimentación de 2,5V al puente.

La velocidad de conmutación es menor de 150ns para  $t_{ON}$  y menor de 100ns para  $t_{OFF}$ . En teoría, la señal  $RCLK$  debe tener una frecuencia de 390,625Hz, aunque en realidad la señal generada por el ADA2200 y medida es de 442,5Hz, lo que suponen 2,25ms de periodo. Evidentemente no hay ningún problema con la velocidad de conmutación del MAX325. Sin embargo, se puede estudiar el desfase que se genera debido a ese retardo de conmutación. Para ello, se muestra en la figura 3.48 el instante de conmutación de ambas señales.

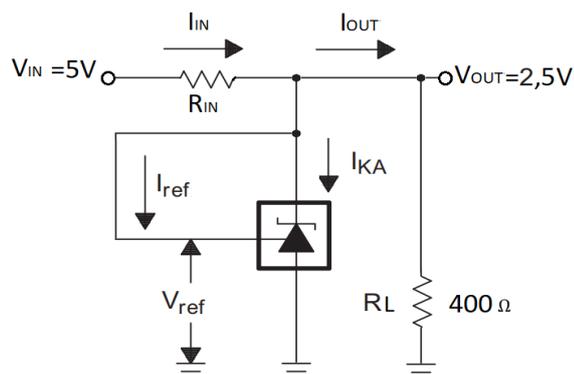


**Figura 3.48.** Retardo entre la señal *RCLK* y la excitación del puente.

Se observa que existe un retardo de unos 200ns desde que *RCLK* (canal 2) comienza a descender hasta que la excitación (canal 1) llega a nivel alto. A la frecuencia de 442,5Hz esto supone un desfase de  $0,03186^\circ$ , totalmente despreciable y sin influencia alguna en la salida del ADA2200, la cual depende del desfase entre la señal modulada y la referencia en el mezclador.

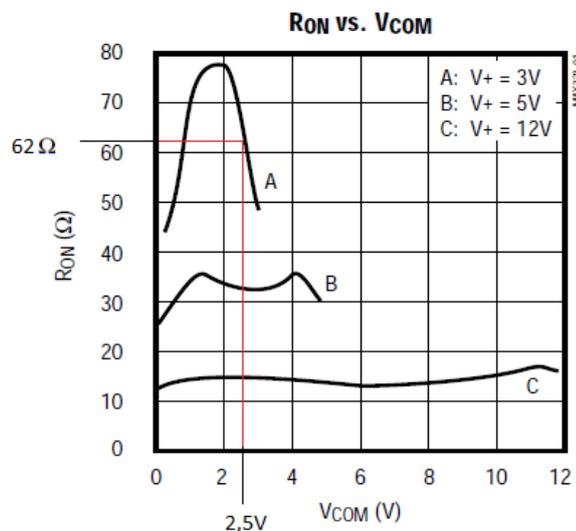
### 3.1.6.2. Referencia de alimentación de 2.5V

En este bloque se desarrolla una referencia de tensión de valor 2,5V destinada, exclusivamente, a la alimentación del puente de galgas de la célula de carga. Para su implementación se ha hecho uso del TL431AC, el cual es capaz de proporcionar un valor de tensión desde 2,5V hasta 36V. En un primer diseño se usó el montaje de la figura 3.49.



**Figura 3.49.** Referencia de tensión de 2,5V.

Para obtener esta referencia se parte de una alimentación de 5V que proviene de la placa de evaluación ADA2200- EVALZ. En la figura 3.49, la  $R_L$  representa la resistencia que hay presente entre los terminales de alimentación del puente de galgas de la célula de carga. Además del valor de la carga, hay otro aspecto a tener en cuenta en el diseño de esta referencia de tensión. Debido a que la salida de alimentación de 2,5V que se obtiene debe ir conectada a uno de los interruptores del MAX325, se debe tener en cuenta la resistencia de conexión que dicho interruptor añade al circuito. En el apartado 3.1.6.1 ya se vio que el fabricante del MAX325 proporciona una gráfica que determina el valor de  $R_{ON}$  en función del nivel de la señal aplicada al contacto del interruptor  $V_{COM}$ . La gráfica se vuelve a presentar en la figura 3.50, pero en esta ocasión se ha marcado el valor de  $R_{ON}$  correspondiente al valor de salida del circuito de referencia conectado al interruptor del MAX325.



**Figura 3.50.**  $R_{ON}$  para  $V_{COM} = 2,5V$ .

A través de la figura 3.50 se puede determinar, aproximadamente, el valor de la resistencia en función de la tensión aplicada al contacto del interruptor. En este caso, el voltaje aplicado al contacto es de 2,5V (excitación del puente), por lo que el valor de la resistencia será de 62Ω aproximadamente. Hay que tener en cuenta que la gráfica de la figura 3.50 corresponde a una alimentación del MAX325 de 3V, mientras que en el montaje de este trabajo se está alimentando a 3,3V.

Para determinar de la forma más precisa posible el valor real de la  $R_{ON}$ , se realiza un primer montaje de prueba siguiendo el esquema de la figura 3.49, sin tener en cuenta el efecto de la  $R_{ON}$ .

Si se consultan las hojas de características [20], el fabricante nos indica lo siguiente:

- Voltaje  $V_{ref} = 2,5V$ .
- La corriente mínima que debe circular por el cátodo para que el dispositivo realice la regulación de tensión correctamente debe estar entre 0,4mA y 0,6mA.

- La corriente de referencia ( $I_{ref}$ ) es del orden de  $2\mu A$  a  $4\mu A$ .

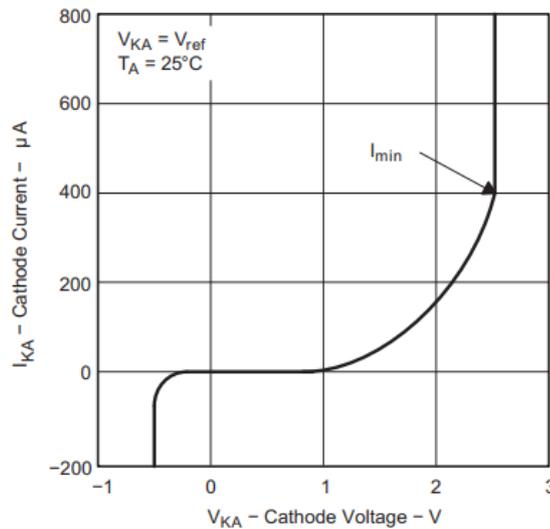
En la figura 3.51 se muestra la información de las hojas de características referente a los parámetros mencionados.

### 7.8 Electrical Characteristics, TL431AC, TL432AC

over recommended operating conditions,  $T_A = 25^\circ C$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL431AC, TL432AC			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
$V_{ref}$	Reference voltage	$V_{KA} = V_{ref}, I_{KA} = 10 \text{ mA}$			mV
$I_{ref}$	Reference input current	$I_{KA} = 10 \text{ mA}, R1 = 10 \text{ k}\Omega, R2 = \infty$			$\mu A$
$I_{min}$	Minimum cathode current for regulation	$V_{KA} = V_{ref}$			mA

(a)



(b)

**Figura 3.51.** Valores de las corrientes del TL431AC: (a) Valores de las corrientes  $I_{ref}$  e  $I_{KA}$ ; (b) Corriente de cátodo mínima vs Tensión de cátodo.

Al ser tan bajo el valor de  $I_{ref}$ , esta corriente se va a despreciar a la hora de llevar a cabo los cálculos.

En la figura 3.51 (b) se aprecia como a partir de la corriente mínima de cátodo, de  $400\mu A$ , el dispositivo es capaz de mantener un valor de  $V_{ref}$  de 2,5V.

Fijando una corriente de cátodo  $I_{KA}$  de 2mA y añadiendo la expresión de la corriente de salida  $I_{OUT}$ , tenemos:

$$\left. \begin{aligned} R_{IN} &= \frac{5V - 2,5V}{I_{KA} + I_{OUT}} \\ I_{OUT} &= \frac{V_{ref}}{R_L} = \frac{2,5V}{400\Omega} = 6,25mA \end{aligned} \right\} \Rightarrow \text{Si fijo una } I_{KA} = 2mA \text{ entonces } \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_{IN} = \frac{5V - 2,5V}{2mA + 6,25mA} \approx 303\Omega$$

El valor comercial más próximo al calculado es de 240Ω, lo que se traduce realmente en una  $I_{KA}$ :

$$I_{KA} = \frac{5V - 2,5V}{240\Omega} - 6,25mA = 4,16mA$$

Al realizar este primer montaje se observa que, al conectar la célula de carga, es decir, al haber consumo, la salida del circuito desciende de los 2,5V deseados a un valor de 2,16V. Se aprecia en ese descenso del voltaje el efecto de la  $R_{ON}$ . Concretamente, la caída en el contacto es de 0,34V.

Como la caída en la célula es de 2,16V y la resistencia del puente entre los terminales de alimentación es de 400Ω, la corriente que circulará por la célula y por el contacto será:

$$\frac{2,16V}{400\Omega} = 5,4mA$$

Conociendo la caída de tensión en el contacto del MAX325 y la corriente que pasa por él, se obtiene el valor de la resistencia ( $R_{ON}$ ) responsable de que la excitación caiga a 2,16V.

$$R_{ON} = \frac{2,5V - 2,16V}{5,4mA} = 62,96\Omega$$

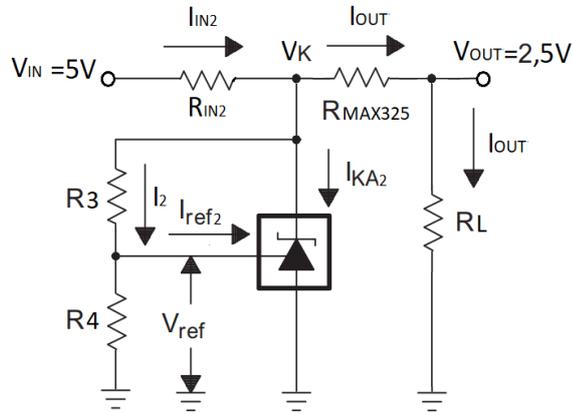
Con esta información se calcula la tensión de salida de la referencia necesaria para que, restando la caída en el contacto del MAX325, se alcancen los 2,5V deseados en el puente de galgas. Ya se ha visto que la corriente que va a circular por el puente es de 6,25mA, ya que:

$$I_{OUT} = \frac{2,5V}{400\Omega} = 6,25mA$$

Ahora se puede calcular la tensión de referencia que necesito a la salida del TL431AC para obtener una caída de 2,5V en el puente.

$$V_K = 6,25mA \cdot (62,96\Omega + 400\Omega) = 2,8935V$$

A continuación, se calculan las resistencias asociadas al TL431AC para conseguir la salida de 2,8935V, teniendo en cuenta que el montaje en esta ocasión debe ser el mostrado en la figura 3.52.



**Figura 3.52.** Esquema para la referencia de tensión de 2,5V.

La tensión de referencia  $V_K$  se expresa en este caso como:

$$V_K = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \quad (3.18)$$

De donde se obtiene la relación entre las resistencias  $R_3$  y  $R_4$ .

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{V_K}{V_{ref}} - 1 = \frac{2,8935V}{2,5V} - 1 = 0,1574$$

Se fija un valor de  $2400\Omega$  para  $R_4$ , por lo que el valor de  $R_3$  será:

$$R_3 = R_4 \cdot 0,1574 = 2400 \cdot 0,1574 = 377,76\Omega$$

Finalmente, el valor comercial más próximo usado para  $R_3$  es de  $360\Omega$ .

Con el objetivo de aprovechar la resistencia de entrada utilizada en el primer montaje ( $R_{IN} = 240\Omega$ ), partimos de ese valor para calcular las corrientes  $I_2$  e  $I_{KA2}$ .

$$R_{IN2} = \frac{V_{IN} - V_K}{I_2 + I_{KA2} + I_{OUT}} = \frac{V_{IN} - V_K}{I_T} \Rightarrow I_T = \frac{V_{IN} - V_K}{R_{IN2}} = \frac{5V - 2,8935V}{240\Omega} = 8,77mA$$

Donde se ha despreciado la  $I_{ref}$  de nuevo, por lo que:

$$I_T = I_2 + I_{KA2} + I_{OUT}$$

con  $I_{OUT} = 6,25mA$  e  $I_2 = \frac{2,5V}{2400\Omega} = 1,04mA$ . Esto deja una corriente de cátodo de:

$$I_{KA2} = I_T - I_2 - I_{OUT} = 8,77mA - 1,04mA - 6,25mA = 1,48mA$$

Valor suficiente para el correcto funcionamiento de la referencia de tensión.

Se podrían haber realizado las medidas aplicando la alimentación de 2,16V al puente, pero por un lado no se conservaba la idea del diseño original de alimentar con 2,5V y, por otro lado, se perdía nivel de señal lo que suponía tener que aumentar la ganancia del amplificador a la máxima calculada.

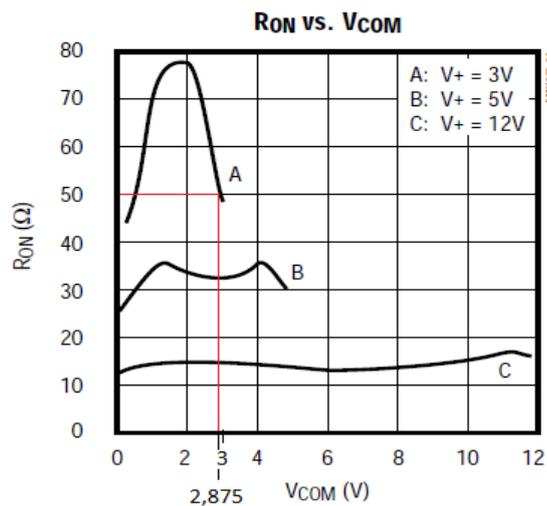
Por lo tanto, los componentes usados en esta etapa son:

$$R_{IN} = 240\Omega ; R_3 = 360\Omega ; R_4 = 2,4K\Omega$$

Con estos valores reales, la tensión de referencia  $V_K$  quedará con el siguiente valor:

$$V_K = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) = 2,5V \left( 1 + \frac{360\Omega}{2400\Omega} \right) = 2,875V$$

Este nuevo valor de señal aplicada al interruptor del MAX325 va a modificar la  $R_{ON}$  y, por lo tanto, va a modificar la alimentación del puente. Volviendo a la gráfica de  $R_{ON}$  proporcionada por el fabricante e introduciendo el nuevo voltaje  $V_{COM}=2,875V$ , se tiene:



**Figura 3.53.**  $R_{ON}$  para  $V_{COM} = 2,875V$ .

Se puede aproximar el valor de  $R_{ON}$  a un valor de 50  $\Omega$ . Esto arroja una tensión final de alimentación del puente de:

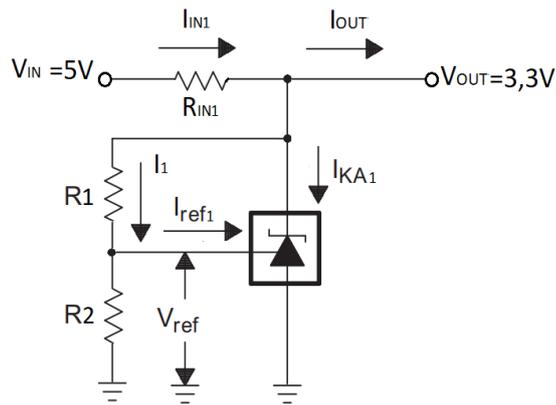
$$V_{OUT} = V_K \left( \frac{R_L}{R_{ON} + R_L} \right) = 2,875V \left( \frac{400\Omega}{50\Omega + 400\Omega} \right) = 2,55V$$

Valor que está mucho más próximo al fijado en el diseño original que el de 2,16V.

### 3.1.6.3. Referencia de alimentación de 3,3V

Esta referencia de voltaje se utiliza para alimentar la circuitería auxiliar detallada en este apartado, es decir, el circuito de excitación cuadrada, el circuito amplificador y el circuito sumador.

Para su implementación se ha usado de nuevo la referencia de tensión TL431AC. En este caso se han hecho los cálculos para proporcionar una salida de 3,3V. El esquema de montaje se muestra en la figura 3.54.



**Figura 3.54.** Esquema de la referencia de tensión de 3,3V.

Al igual que en el caso de la referencia de 2,5V, la  $V_{IN}$  proviene de la alimentación de 5V proporcionada por la placa de evaluación ADA2200-EVALZ. La expresión de salida del circuito de referencia es:

$$V_{OUT} = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_{ref} \cdot R_1 \quad (3.16)$$

Al igual que en el apartado 3.1.6.2, se va a despreciar en los cálculos el valor de la corriente de referencia ( $I_{ref}$ ).

Teniendo esto en cuenta, la expresión de salida queda:

$$V_{OUT} = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (3.17)$$

A partir de la expresión (3.17) despejamos la relación entre las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{OUT}}{V_{ref}} - 1 = \frac{3,3V}{2,5V} - 1 = 0,32$$

$$R_1 = 0,32 \cdot R_2$$

Fijo la resistencia  $R_2$  en  $2K\Omega$ . Por lo que  $R_1$  valdrá:

$$R_1 = 0,32 \cdot R_2 = 0,32 \cdot 2K\Omega = \mathbf{640\Omega}$$

La corriente que circulará por ambas resistencias, si despreciamos la  $I_{ref}$ , será:

$$I_1 = \frac{V_{ref}}{R_1 + R_2} = \frac{3,3V}{640\Omega + 2000\Omega} = 1,25 \cdot 10^{-3}A = 1,25mA$$

Para el cálculo de  $R_{IN}$  se debe tener en cuenta el consumo total de todos los dispositivos conectados a la referencia. En este caso, vamos a conectar los dos amplificadores de instrumentación AD623 y el MAX325.

El consumo del AD623 con alimentación sencilla, según las hojas de características del fabricante, es como máximo de  $480\mu A$ . En cuanto al MAX325, su consumo máximo es de  $1\mu A$ .

## AD623—SPECIFICATIONS BOTH DUAL AND SINGLE SUPPLIES

Model Specification	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
POWER SUPPLY											
Operating Range	Dual Supply	±2.5		±6	±2.5		±6	±2.5		±6	V
	Single Supply	+2.7		+12	+2.7		+12	+2.7		+12	V
Quiescent Current	Dual Supply		375	550		375	550		375	550	μA
	Single Supply		305	480		305	480		305	480	μA
Over Temperature				625			625			625	μA

## MAX323/MAX324/MAX325 ELECTRICAL CHARACTERISTICS—Single +3.3V Supply

( $V_+ = 3.0V$  to  $3.6V$ ,  $GND = 0V$ ,  $V_{INH} = 2.4V$ ,  $V_{INL} = 0.6V$ ,  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP (Note 2)	MAX	UNITS
<b>SUPPLY</b>						
Positive Supply Current	I+	$V_+ = 3.6V$ , $V_{IN} = 0V$ or $V_+$ , all channels on or off	-1		1	μA

**Figura 3.55.** Características de alimentación del AD623 y del MAX325.

Teniendo en cuenta esto y fijando una corriente de cátodo de  $2mA$ , la  $R_{IN}$  tiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} R_{IN} &= \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{I_{KA} + I_{OUT}} = \frac{5V - 3,3V}{I_{KA} + (2 \cdot I_{AD623} + I_{MAX325})} = \\ &= \frac{5V - 3,3V}{2mA + (2 \cdot 0,48mA + 0,001mA)} = \\ &= \frac{1,7V}{2,961mA} \approx 574\Omega \end{aligned}$$

Se utiliza el valor comercial más próximo que es de  $560\Omega$ .

Por lo tanto, los componentes calculados para esta etapa son:

$$R_{IN} = 560\Omega ; R_1 = 640\Omega ; R_2 = 2K\Omega$$

#### 3.1.6.4. Circuito amplificador

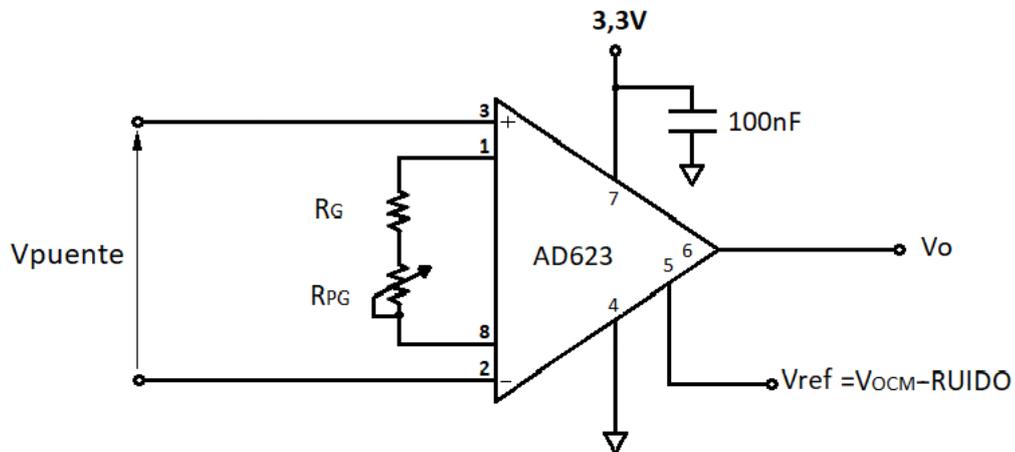
La salida del puente de galgas, es decir, la información válida modulada mediante la señal *RCLK*, debe ser amplificada antes de ingresar al ADA2200.

El objetivo de esta etapa amplificadora es doble. Por un lado, aumentar el nivel de la señal de interés de manera que se reduzcan las aportaciones relativas de ruido frente a la señal de información y, por otro lado, obtener el nivel de sensibilidad deseado. Sin embargo, se debe tener cuidado con la ganancia que se emplea ya que si la señal que ingresa al amplificador ya es muy ruidosa se puede llegar a saturar el amplificador o incluso dañar la entrada del ADA2200.

Para implementar esta etapa se ha empleado el amplificador de instrumentación AD623, cuyas características generales son:

- Funcionamiento con una o dos fuentes de alimentación.
- Rail to rail en salida.
- Bajo consumo con una corriente de alimentación máxima de  $575\mu A$ .
- Ganancia ajustada con una resistencia externa.
- Rango de ganancia de 1 (sin resistencia) a 1.000.
- Ancho de banda de 800KHz ( $G=1$ ).

El esquema de conexión del amplificador es el mostrado en la figura 3.56.



**Figura 3.56.** Esquema del amplificador de señal del puente de galgas.

Como se aprecia en la figura 3.56, la salida diferencial del puente de galgas de la célula de carga se conecta a la entrada diferencial del amplificador de instrumentación. La ganancia de este va a ser ajustada mediante la resistencia  $R_G$  y el potenciómetro  $R_{PG}$ . Además, a la señal amplificada por el AD623, se le va a sumar a través del pin 5 el nivel de continua  $V_{OCM}$  proveniente del ADA2200 y la señal de ruido que introduzcamos durante las pruebas de laboratorio para comprobar el rechazo del sistema a ruidos indeseados. El nivel de continua  $V_{OCM}$  es añadido con el objetivo de elevar la referencia de la salida del amplificador. Esto permite que en la entrada diferencial se puedan dar valores negativos, como podría suceder a la salida del puente debido a un offset.

El ajuste de ganancia del AD623 se lleva a cabo teniendo en cuenta que la salida de este debe variar dentro de un rango válido que sea soportado por la entrada  $INP$  del ADA2200 (ver esquema general del anexo I). Hay que tener en cuenta que a la salida del amplificador se va a sumar la  $V_{ocm}$  y la señal de ruido, por lo que debe existir un margen suficiente para no superar los valores máximos de entrada del ADA2200.

Así mismo, hay que asegurarse de no superar el rango de salida del AD623 mostrado en las hojas de características, tal y como se muestra en la figura 3.57.

## AD623—SPECIFICATIONS

### SINGLE SUPPLY

(typical @ +25°C Single Supply,  $V_S = +5$  V, and  $R_L = 10$  k $\Omega$ , unless otherwise noted)

Model Specification	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10$ k $\Omega$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	+0.01		$(+V_S) - 0.5$	V
	$R_L = 100$ k $\Omega$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	+0.01		$(+V_S) - 0.15$	V

Figura 3.57. Rango de tensión de salida del AD623.

Si se alimenta el AD623 con un voltaje de +3,3V, el margen de valores de su salida según muestra el fabricante, es:

$$0,01V \leq V_o \leq (V_S - 0,15V) \Rightarrow 0,01V \leq V_o \leq 3,15V$$

Se ha tomado el caso en el que la  $R_L = 100K\Omega$ , ya que la impedancia de entrada del pin  $INP$  del ADA2200 va a presentar dicho valor para la frecuencia de trabajo utilizada. Según el fabricante, la impedancia de entrada al ADA2200 (impedancia en  $INP$ ) es la presentada por una capacidad de 4pF y dependerá de la frecuencia  $CLKIN$ .

## SPECIFICATIONS

$V_{DD} = 3.3$  V,  $V_{OCM} = V_{DD}/2$ ,  $f_{CLKIN} = f_{SI} = 500$  kHz, default register configuration, differential input/output,  $R_L = 1$  M $\Omega$  to GND,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
Input Impedance <sup>3</sup>	INP to INN		80		k $\Omega$
Input Signal Bandwidth (–3 dB)	Input sample and hold circuit		4		MHz

<sup>3</sup> The input impedance is equal to a 4 pF capacitor switched at  $f_{CLKIN}$ . Therefore, the input impedance =  $10^{12}/(2\pi f_{CLKIN} \times 4)$ .

Figura 3.58. Valor de la impedancia presente a las entradas del ADA2200.

Como la señal maestra  $CLKIN$  es de 400KHz, la impedancia presente en  $INP$  será:

$$Z_{INP+} = \frac{10^{12}}{2 \cdot \pi \cdot 400KHZ \cdot 4pF} = 99,471K\Omega$$

Por otro lado, los límites de entrada del ADA2200, según las hojas de características, se encuentran entre 0,3V y  $V_{DD} - 0,3V$ , tal y como se aprecia en la figura 3.59.

## SPECIFICATIONS

$V_{DD} = 3.3V$ ,  $V_{OCM} = V_{DD}/2$ ,  $f_{CLKIN} = f_{SI} = 500kHz$ , default register configuration, differential input/output,  $R_L = 1M\Omega$  to GND,  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
INPUT CHARACTERISTICS					
Input Voltage Range	INP or INN to GND	0.3		$V_{DD} - 0.3$	V

Figura 3.59. Límites para el voltaje de entrada del ADA2200.

Con una alimentación de 3,3V, se tiene que el voltaje de entrada al ADA2200 ( $V_{INP}$ ) puede oscilar entre 0,3V y 3V, margen de valores más restrictivo que el rango de salida del AD623. Por lo tanto, va a ser el ADA2200 el que imponga los límites de salida del amplificador. Concretamente, la salida podrá oscilar entre:

$$0,3V \leq V_o \leq 3V$$

La señal de salida del AD623 va a estar montada sobre la tensión  $V_{OCM}$ , proporcionada por el ADA2200, la cual puede adoptar diferentes valores tal y como se explica en el punto "Salida de voltaje en modo común  $VOCM$ " del apartado 3.1.5.5. Se opta por la configuración en la que  $V_{OCM} = V_{DD}/2 = 3,3V/2 = 1,65V$ .

Por lo tanto, teniendo en cuenta los límites de la señal de salida del amplificador, antes indicados, y sabiendo que esta va montada sobre la  $V_{OCM} = 1,65V$ , el margen a la salida del AD623 que nos queda para sumar la señal más el ruido es el mostrado en la figura 3.60.

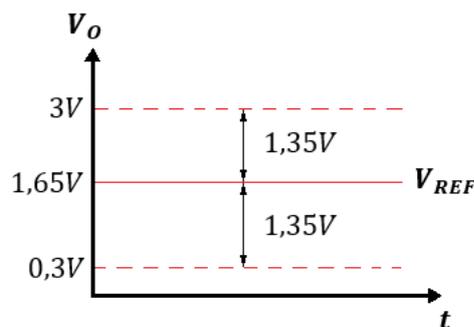


Figura 3.60. Margen de la señal de salida del amplificador.

La sensibilidad del puente de galgas es de 2,006mV/V para un fondo de escala de 5Kg. Esto significa que, para una alimentación de 2,5V, la máxima salida del puente para un peso de 5Kg es de **5,015mV**.

$$V_{o_{puente_{m\acute{a}x}}} = 2,5V \cdot 2,006mV/V = 5,015mV$$

La expresión de salida del AD623 es, según el fabricante:

$$V_{o_{AD623}} = V_{REF} + G_{AD623} \cdot V_{o_{puente}} \quad (3.19)$$

Se decide ajustar la ganancia del AD623 de manera que la salida máxima del amplificador sea de 1V, es decir, que para el máximo peso aplicado la señal amplificada valga 1V. De esta manera, la salida del AD623 sin ruido llegaría hasta los 2,65V. Quedaría un margen superior, en el peor de los casos, de 0,35V y uno inferior de 1,35V (para una salida sin peso en la báscula) para añadir ruido.

Con esta premisa se calcula la ganancia necesaria:

$$G_{AD623} = \frac{V_{o_{m\acute{a}x}}}{V_{puente_{m\acute{a}x}}} = \frac{1V}{5,015 \cdot 10^{-3}V} = 199,401 \cong 200$$

Redondeando la ganancia a 200, se obtendría una salida del amplificador máxima de 1,003V, prácticamente 1V. Con este valor de ganancia se calculan los valores de  $R_G$  y  $R_{PG}$  mediante la expresión indicada por el fabricante.

$$G = 1 + \frac{100K}{R_G} \quad (3.20)$$

$$R_G = \frac{100K}{G - 1} = \frac{100K}{200 - 1} = \frac{100K}{199} = 502,51\Omega$$

El valor nominal más próximo encontrado para  $R_G$  ha sido de 470Ω. Esto modifica la ganancia esperada, dando un nuevo valor de:

$$G = 1 + \frac{100K}{470\Omega} = 213,76$$

Con la intención de ajustar la ganancia al valor deseado (G=200) y, al mismo tiempo, poder modificarla levemente si así se considera necesario para el estudio, se divide la  $R_G$  en dos resistencias, una fija ( $R_G$ ) y otra variable ( $R_{PG}$ ). Modificando el valor de la resistencia variable se podrá modificar el valor de la ganancia. Para ello se utiliza un potenciómetro multivuelta de valor 100Ω. Conectado en serie con la resistencia fija de valor 470Ω tendremos un margen de ganancia:

$$\text{Para } R_{PG} = 0 \Rightarrow G_{m\acute{a}x} = 1 + \frac{100K}{470\Omega} = 213,76$$

$$\text{Para } R_{PG} = 100\Omega \Rightarrow G_{\min} = 1 + \frac{100K}{470\Omega + 100\Omega} = 176,43$$

$$176,43 < G < 213,76$$

Lo que se traduce, para el caso en el que se aplique el peso máximo, en un margen de tensión de salida del amplificador de:

$$1,65V + 176,43 \cdot 5,015 \cdot 10^{-3}V < V_{o_{\max}} < 1,65V + 213,76 \cdot 5,015 \cdot 10^{-3}V$$

$$2,534V < V_{o_{\max}} < 2,722V$$

Hay un segundo aspecto importante a tener en cuenta en el diseño del amplificador. Se trata del ancho de banda de este. Según el fabricante, el ancho de banda del amplificador en función de su ganancia es el mostrado en la figura 3.61.

## AD623—SPECIFICATIONS

**SINGLE SUPPLY** (typical @ +25°C Single Supply,  $V_S = +5V$ , and  $R_L = 10k\Omega$ , unless otherwise noted)

Model Specification	Conditions	AD623A			AD623ARM			AD623B			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal -3 dB											
Bandwidth											
G = 1			800			800			800		kHz
G = 10			100			100			100		kHz
G = 100			10			10			10		kHz
G = 1000			2			2			2		kHz
Slew Rate			0.3			0.3			0.3		V/ $\mu$ s
Settling Time to 0.01%	$V_S = +5V$										
G = 1	Step Size: 3.5 V		30			30			30		$\mu$ s
G = 10	Step Size: 4 V, $V_{CM} = 1.8V$		20			20			20		$\mu$ s

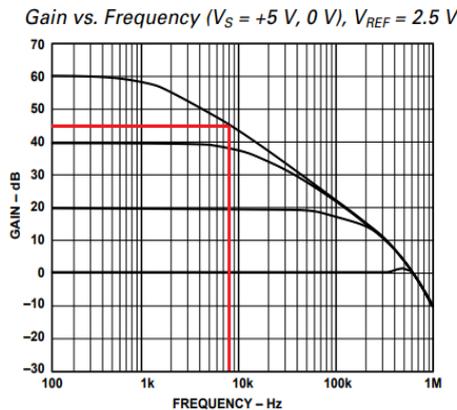


Figura 3.61. Ganancia vs Ancho de banda AD623.

Como se ha visto anteriormente, se ha fijado la ganancia en un valor de 200, lo que equivale a 46dB aproximadamente. Mirando en la gráfica de la figura 3.61 podemos comprobar que para ese valor de ganancia el ancho de banda es de 8KHz aproximadamente. Teniendo en cuenta que la señal modulada tiene una frecuencia de 442,5Hz, el amplificador será capaz

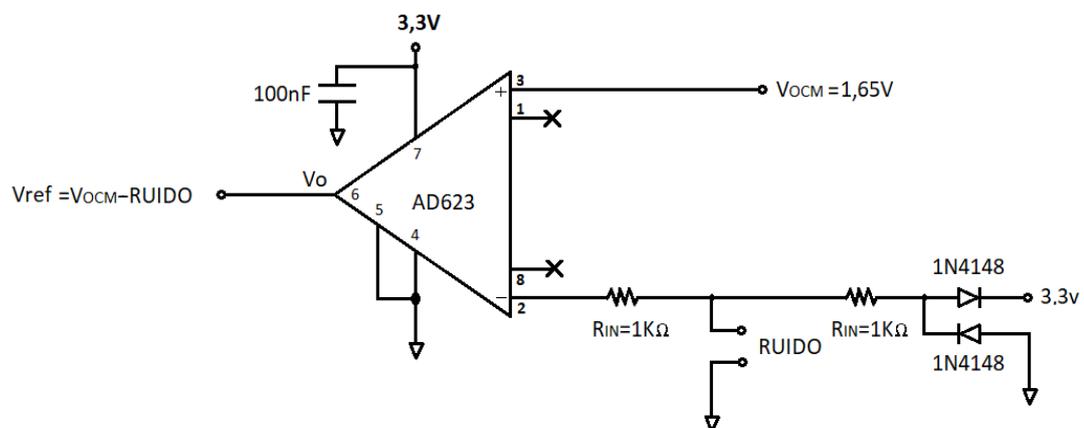
de amplificar con baja atenuación un número elevado de armónicos de la señal modulada, ofreciendo en la salida una señal prácticamente perfecta. En cualquier caso, una ligera atenuación de los armónicos puede ser compensada posteriormente mediante el ajuste de ganancia del sistema.

### 3.1.6.5. Circuito sumador de nivel de continua y ruido

Este bloque, tal y como indica su nombre, tiene dos objetivos:

- Elevar el nivel de continua de la señal al valor de la referencia  $V_{OCM}$  entregada por el ADA2200. Con esto se adaptan los niveles de señal a los requeridos por el ADA2200.
- Añadir el ruido que se introduzca por la entrada destinada a tal fin, con el objetivo de estudiar el comportamiento del sistema ante ese tipo de perturbaciones.

Para llevar a cabo este circuito se emplea de nuevo el amplificador de instrumentación AD623. En este caso el esquema de montaje es el mostrado en la figura 3.62.



**Figura 3.62.** Circuito sumador de nivel de continua y ruido.

El montaje es muy sencillo, de manera que cada señal se introduce por cada una de las entradas del amplificador obteniéndose a la salida la diferencia entre la  $V_{OCM}$  y el ruido. El valor seleccionado de la  $V_{OCM}$  corresponde con la mitad de la tensión de alimentación, de manera que la señal se sitúa en el punto medio del rango de salida.

En cuanto a la entrada de ruido, se han montado dos diodos rectificadores con polaridad opuesta con la intención de proteger la entrada del amplificador de sobretensiones, tanto positivas como negativas. Esta protección complementa a la interna del AD623 para asegurar que un error en las tensiones introducidas en la entrada "RUIDO" no dañan el dispositivo.

La salida del circuito se compone de la diferencia entre la señal  $V_{OCM}$  y la señal de ruido que se introduzca. Esta diferencia de señales se aplica a la entrada de referencia ( $V_{REF}$ ) del amplificador de señal, de manera que, a la salida de este tendremos la suma de la señal de salida del puente amplificada más la diferencia entre  $V_{OCM}$  y la señal de ruido.

Los pines 1 y 8, correspondientes a la conexión de la  $R_G$  que ajusta la ganancia, se dejan sin conectar lo que supone un valor de ganancia unidad tal y como indica el fabricante en sus hojas de características [21].

## **3.2. TOMA DE MEDIDAS**

### **3.2.1. Introducción**

En este apartado se va a desarrollar la parte práctica del estudio. En ella se van a realizar diferentes medidas, tanto de las señales de control como de la entrada y los valores de salida para cada una de las diferentes masas depositadas sobre la célula de carga.

Mediante estas medidas se va a caracterizar la sensibilidad del sistema, así como sus límites de funcionamiento. Para ello, se tomarán datos en dos situaciones diferentes:

- Sin que el sistema se vea afectado por fuente alguna de ruido o interferencia.
- Con el sistema afectado por diferentes fuentes de ruido o interferencia.

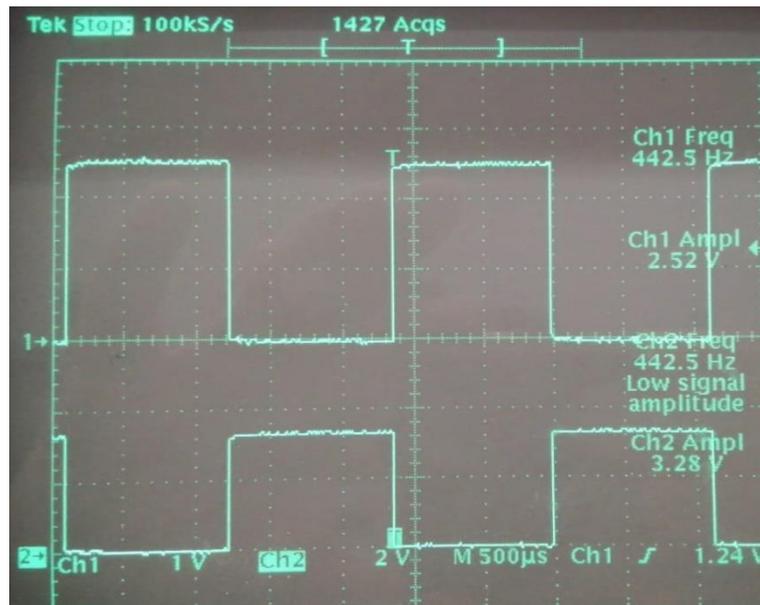
Al someter al sistema a fuentes de ruido, como se indica en el segundo caso, se va a conseguir analizar la capacidad que ostenta el mismo para rechazar esas interferencias sin que se vea afectado el valor de salida que indica la masa depositada sobre la célula de carga y que tenemos por objetivo determinar.

Al llevar a cabo, por tanto, las medidas con los diferentes pesos se mostrarán al mismo tiempo los resultados en ausencia de ruido y con ruido para cada valor de masa, de manera que sea más fácil y cómodo comparar las medidas en ambos casos con el objetivo de identificar los efectos del ruido en el sistema.

### **3.2.2. Condiciones iniciales de medida**

Ya se han hecho referencias, anteriormente, a la configuración del ADA2200 y del circuito de acondicionamiento. No obstante, se vuelven a presentar de forma conjunta para fijar las condiciones iniciales sobre las que se realiza la toma de medidas.

**Excitación del puente:** el puente de galgas de la célula de carga es excitado mediante una señal cuadrada de frecuencia igual a la de la señal  $RCLK$  y de valor teórico 2,5V. Se mide dicha alimentación mediante el osciloscopio para comprobar que se está aplicando el valor deseado al puente. La señal medida se muestra en la figura 3.63.



**Figura 3.63.** Excitación del puente vs  $RCLK$ .

En la figura 3.63 se representa la señal de excitación del puente (canal 1) frente a la señal de referencia  $RCLK$  (canal 2). Se observa que la amplitud de la señal de excitación es de 2,52V, prácticamente la deseada de 2,5V. En cuanto a la frecuencia, tenemos el valor de 442,5Hz impuesto por la señal  $RCLK$ . El motivo del desfase de  $180^\circ$  ya se trató en el apartado 3.1.6.1 del interruptor analógico MAX325.

**Ajuste de offset:** se ajusta mediante el potenciómetro  $R_{PG}$  (ver figura 3.56), el valor del offset de salida del sistema completo medido con el voltímetro entre  $OUTP$  y  $OUTN$ . Se consigue que el offset se sitúe en el margen de -0,07mV a 0,18mV.

**Ganancia del amplificador de instrumentación:** la ganancia del amplificador se fija en  $G=200$ . Se podrá modificar este valor de ganancia mediante el potenciómetro  $R_{PG}$  montado en el amplificador.

**Valor de la tensión  $V_{OCM}$ :** como ya se comentó, se ha configurado el registro 0x002A del ADA2200 para obtener un voltaje  $V_{OCM} = 1,65V$ , igual a la mitad de la tensión de alimentación de 3,3V. No obstante, se mide con el voltímetro la salida  $V_{OCM}$  obteniendo un valor de **1,6492V**.

### 3.2.3. Programación de los registros internos del ADA2200

#### **Señal de referencia $RCLK$**

Esta señal es la encargada de generar la excitación del puente de manera que la salida diferencial de este quede modulada, siendo la portadora una señal cuadrada de frecuencia igual a  $f_{RCLK}$ .

Se vio que dicha frecuencia tenía un valor teórico de 390,625Hz, el cual proviene de dividir, mediante los diferentes *prescaler* del ADA2200, la frecuencia del reloj maestro conectado a CLKIN de valor 400KHz entre 1024. Sin embargo, ese valor teórico de frecuencia de *RCLK* no coincide con el real proporcionado por el ADA2200, tal y como se ha visto en la figura 3.41. En dicha figura se puede leer un valor de frecuencia de 442,5Hz.

### ***Señal de sincronización SYNCO***

Señal encargada de sincronizar las muestras de salida válidas con el dispositivo de conversión externo, que en este caso se trata del ADC de la placa ELEGOO Mega2560.

En el punto "*Señal de sincronización SYNCO*" del apartado 3.1.5.9 se llegó a la conclusión de que era necesario trasladar el pulso SYNCO al centro del intervalo de muestreo, por lo que el registro de configuración **0x0029** del ADA2200 debía ser cargado con el valor **0x27**.

### **3.2.4. Sistema de adquisición de datos mediante ADC**

Para medir el valor diferencial entre las salidas *OUTP* y *OUTN* del ADA2200 mediante el ADC de la placa ELEGOO, se ha optado por llevar a cabo las medidas de cada salida por separado para posteriormente obtener la diferencia operando sobre los valores obtenidos. Se podría haber utilizado el ADC en modo diferencial, pero esta solución restaba resolución a la hora de medir, ya que el rango de posibles valores en la cuantificación quedaba reducido a la mitad para poder representar tanto valores positivos como negativos. Por lo tanto, se miden por separado las salidas *OUTP* y *OUTN*.

El ADC está sincronizado con la salida del ADA2200 mediante la señal *SYNCO*. Recordemos que el ADA2200, por cada ciclo de la señal *RCLK*, ofrece a través de los pines *OUTP* y *OUTN* ocho muestras consecutivas de la señal de salida. Para obtener el valor final de salida, es decir, el valor que nos va a indicar la masa depositada en la célula de carga, se debe calcular la media de esas 8 muestras o escalones (ya que la salida es una señal continua escalonada) tanto para *OUTP* como para *OUTN* y obtener la diferencia entre los dos valores medios calculados. El resultado de esas operaciones es el valor final de salida.

Ese procedimiento es el que se lleva a cabo mediante el ADC y el microcontrolador de la placa ELEGOO. Se mide por un lado la salida *OUTP* y por otro lado la salida *OUTN*, guardando en ambos casos el valor de los 8 escalones de salida. Se calcula la media para cada salida, es decir, la media de los escalones obtenidos en *OUTP* y la media de los escalones obtenidos en *OUTN*. Por último, se realiza la resta de ambos valores, *OUTP-OUTN*, de manera que obtenemos el valor diferencial de salida o, lo que es lo mismo, el valor en milivoltios de la masa depositada sobre la célula de carga.

Sin embargo, existen algunos aspectos a tener en cuenta a la hora de medir mediante el ADC el nivel de las muestras de salida. Si en ese punto el sistema se ve afectado por algún tipo de ruido, el nivel de los escalones podría verse modificado en el instante en el que el ADC esté realizando el muestreo de estos. Esto nos daría un valor erróneo que modificaría la salida. A esto debemos añadirle el error del propio ADC, que puede llegar a ser de hasta 4,37mV en el punto máximo donde se encuentre el error de no linealidad integral. Además, hay que tener en cuenta que la resolución del ADC es de  $2,56V/1024 = 2,5mV$ .

A priori esta resolución resulta baja por lo que el error de cuantificación se sitúa en  $\pm 2,5mV/2 = \pm 1,25mV$ . A tenor de la sensibilidad del sistema (se verá en el apartado 2.6 que  $S=95,88mV/Kg$ ), en el que  $0,1mV$  representa  $1g$  de masa, esto significa que  $1,25mV$  equivalen a  $13g$  aproximadamente. Sin embargo, ya que el error de cuantificación se trata como un ruido blanco, este puede ser filtrado y reducido mediante el promedio de las sucesivas medidas tomadas.

Con este objetivo se ha optado por llevar a cabo un número mayor de medidas para posteriormente realizar una media que actúe como un filtro paso bajo que reduzca el ruido de cuantificación y acerque el valor medido al valor real.

Concretamente se han tomado 100 medidas por cada uno de los 8 escalones de salida que hay en cada ciclo de *RCLK*. Con esas 100 medidas por escalón se obtiene el valor medio de cada uno de ellos. Una vez que tenemos el valor medio de cada escalón, se procede a obtener el valor de salida final que se consigue, tal y como dice el fabricante, haciendo la media de los 8 escalones. Expresado matemáticamente queda de la siguiente forma.

*Valor medio, para 100 medidas, de cada escalón o muestra de salida del ADA2200:*

$$\langle V_{Escalón_n} \rangle = \frac{1}{100} \sum_{k=0}^{99} (V_{Escalón_n})_k \quad (3.21)$$

*Valor de salida final igual a la media de los valores de los 8 escalones de salida del ADA2200:*

$$V_o = \frac{1}{8} \sum_{n=0}^7 \langle V_{Escalón_n} \rangle = \frac{1}{8} \sum_{n=0}^7 \left[ \frac{1}{100} \sum_{k=0}^{99} (V_{Escalón_n})_k \right] \quad (3.22)$$

Es inmediato comprobar que, si únicamente se necesita el valor final de salida, no haría falta distinguir los escalones, simplemente tomaríamos 800 muestras y obtendríamos la media de estas. Sin embargo, en el código del programa se han separado las medidas para cada uno de los escalones, se ha calculado el valor medio de cada uno de ellos y se ha guardado por separado y, por último, se ha realizado la media de los 8 escalones para obtener el valor de salida válido. Esto permite disponer de los valores de cada una de las muestras o escalones proporcionados por el ADA2200 y comprobar cómo, efectivamente, para cada ciclo de la señal *RCLK*, se toman 4 muestras durante el semiciclo positivo, mientras que durante el semiciclo negativo se mantiene el valor de la cuarta muestra durante otras cuatro muestras más.

Obtener el promedio de 800 muestras es similar a aplicar en el instante de medida un filtro de media móvil de orden  $M=800$ . La expresión de un filtro de media móvil sería:

$$y[n] = \frac{1}{M+1} \sum_{k=0}^M x[n-k] \quad (3.23)$$

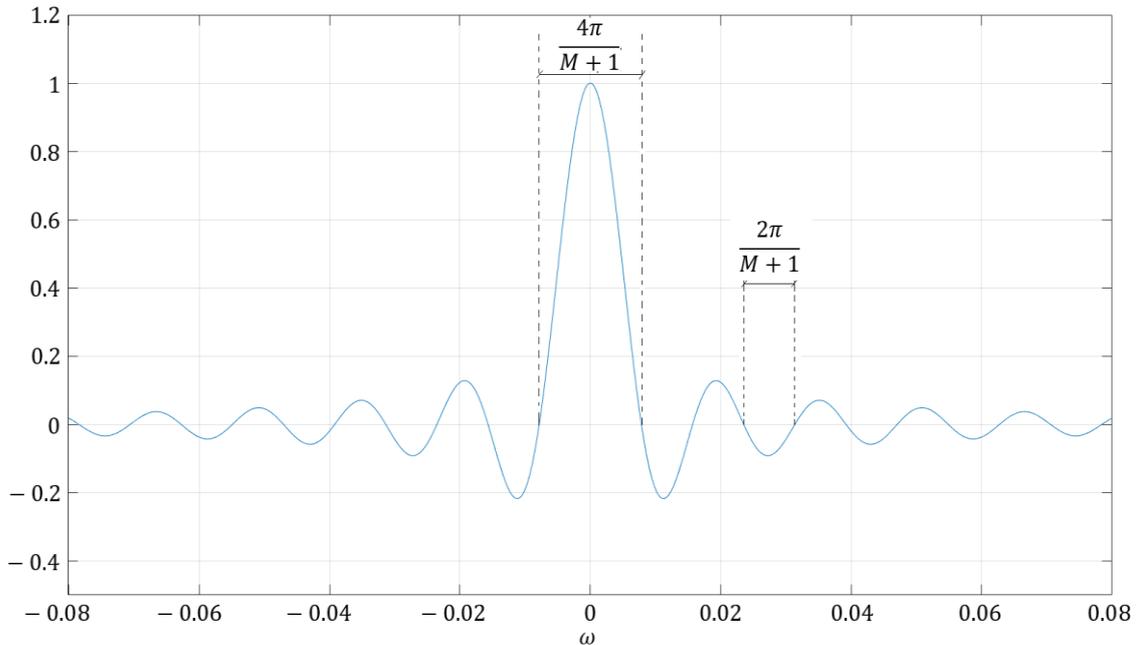
La respuesta en frecuencia de este sistema sería:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h[n] e^{-j\omega n} \text{ con } h[n] = \begin{cases} \frac{1}{M+1}, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (3.24)$$

Donde  $h[n]$  es la respuesta al impulso. Entonces:

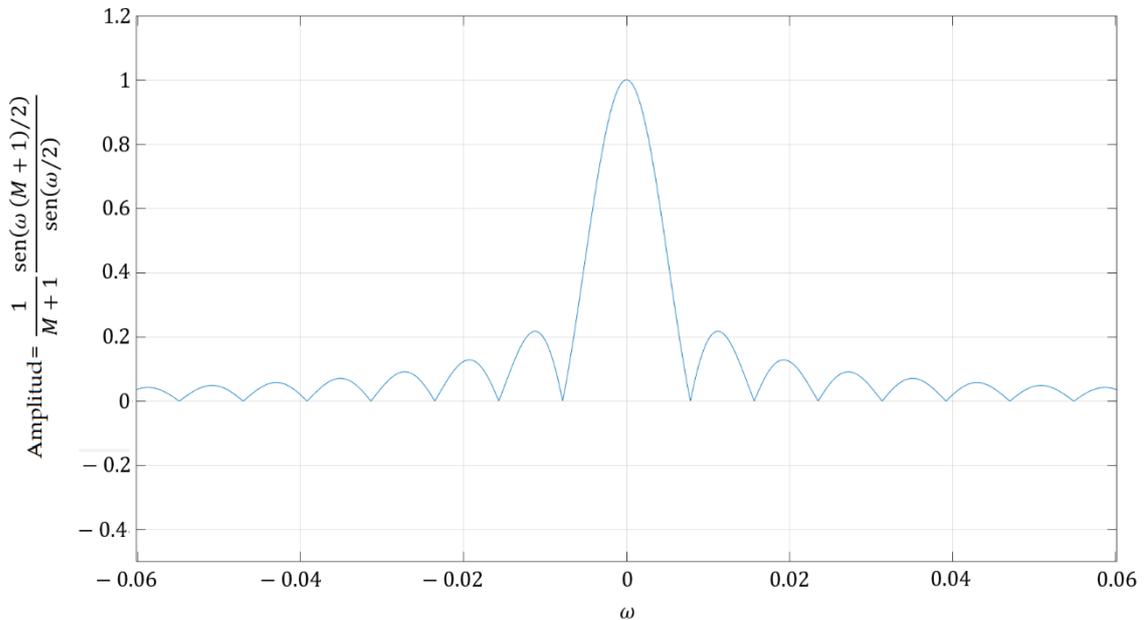
$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h[n] e^{-j\omega n} = \frac{1}{M+1} \sum_{n=0}^M e^{-j\omega n} = \frac{1}{M+1} \frac{1 - e^{-j\omega(M+1)}}{1 - e^{-j\omega}} = \\ &= \frac{1}{M+1} \frac{e^{-j\omega(M+1)/2} e^{j\omega(M+1)/2} - e^{-j\omega(M+1)/2}}{e^{j\omega/2} - e^{-j\omega/2}} = e^{-j\omega M/2} \frac{1}{M+1} \frac{\text{sen}(\omega(M+1)/2)}{\text{sen}(\omega/2)} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Esta expresión representa una función *sinc* de la forma:



**Figura 3.64.** Función *sinc*.

El módulo en función de la frecuencia para  $M=800$  se representa en la figura 3.65.



**Figura 3.65.** Respuesta en frecuencia de la amplitud.

Por lo tanto, el promedio realizado sobre los valores obtenidos de la salida diferencial del sistema equivale a aplicar un filtro paso bajo con la respuesta en frecuencia mostrada en la figura 3.65.

Tomar esta cantidad de medidas para obtener realmente sólo un valor de salida nos puede llevar a preguntarnos con qué frecuencia presenta el sistema un valor de salida final cuando medimos con el ADC. Para contestar a esta cuestión se debe recordar la frecuencia con la que el ADA2200 proporcionaba un valor de muestra a la salida. Esa frecuencia era de 3540Hz, lo que significa que se tiene una muestra cada 282,5 $\mu$ s aproximadamente.

Por otro lado, se ha visto que para obtener un valor final de salida de ADC se necesitan 800 lecturas. Como cada valor se presenta en la entrada del ADC cada 282,5 $\mu$ s, el tiempo necesario para presentar una lectura de salida final será:

$$800 \times 282,5 \mu s = 226000 \mu s = \mathbf{0,226s \text{ por medida}}$$

Esto representa  $1/0,226s = 4,42$  medidas por segundo. Es decir, el sistema es capaz de tomar 4 medidas completas por segundo de la masa depositada en la célula de carga.

El hecho de poder operar con las medidas obtenidas nos da la oportunidad de introducir un ajuste de offset automático en el sistema. Para ello el código identifica la primera medida tomada tras el inicio del sistema y toma ese valor como el valor de offset que será restado en las sucesivas medidas. Debido a esta programación, cuando se esté midiendo mediante el ADC, al arrancar el sistema la célula de carga debe estar libre de cualquier peso. De lo

contrario la salida generada, proporcional al peso depositado, será tomada por el sistema como el valor de offset de inicio y será restada a las sucesivas medidas obtenidas, lo cual producirá un error constante igual al valor de la masa con la que se arrancó el sistema.

El sistema está configurado mediante programación para llevar a cabo 350 medidas consecutivas del valor de salida. De esas 350 se tomarán 300 para construir las gráficas. El código del programa se muestra en el anexo VI de este trabajo.

Como se puede comprobar en el código, las conversiones a milivoltios se realizan en base al valor  $V_{ref}$  fijado en la variable del mismo nombre. Si el valor real de la tensión de referencia variase por cualquier causa esto modificaría la salida presentada y, por lo tanto, modificaría el valor en unidades de masa.

Una vez comentados todos los aspectos del ADC, es evidente que la calidad de la medida va a depender de la calidad del ADC utilizado. Cuanta más resolución menor será el ruido de cuantificación y más precisa será la medida.

### **3.2.5. Procedimiento de medidas**

Las medidas principales se llevarán a cabo mediante el voltímetro sobre la salida diferencial del sistema ( $OUT+$  y  $OUT-$ ) tras los filtros paso bajo. A esta señal se la denominará como “*salida diferencial filtrada*”, ya que se trata de la diferencia entre las señales de salida escalonadas, antes mencionadas, filtradas a través de sendos filtros paso bajo montados en la placa de evaluación ADA2200-EVALZ.

Se llevarán a cabo medidas para los valores de masa: 0,5Kg, 1Kg, 2,5Kg y 5Kg.

De forma complementaria, para los valores de masa de 1Kg y 5Kg, se van a tomar 300 medidas del voltaje diferencial de salida del ADA2200 (entre los terminales  $OUTP$  y  $OUTN$  antes del filtro paso bajo) mediante el ADC. A esta señal se la denominará como “*salida diferencial escalonada*”, ya que se obtiene de la diferencia entre las señales escalonadas proporcionadas por el ADA2200 a través de sus salidas  $OUTP$  y  $OUTN$ . La presentación de los valores recabados por el ADC se hará mediante gráficas en las que se pueda ver fácilmente el valor del voltaje de salida obtenido en cada una de las 300 medidas tomadas.

Además de estas medidas, se van a representar las señales de entrada y salida mediante el osciloscopio para poder visualizar en cada caso de qué manera se modifican las señales en función de la masa depositada sobre la célula de carga.

Este procedimiento de medida se lleva a cabo tanto para el caso en el que no se aplique fuente de ruido alguna, como para el caso en el que sí sea aplicada, con el objetivo de poder comparar los resultados.

Hay que puntualizar que para cada fuente de ruido se ha llevado a cabo una toma completa de medidas, es decir, con ruido y sin él. De forma que en cada caso se contará con medidas repetidas de las masas sin fuente de ruido. Se ha procedido de esta manera con la intención de que las condiciones de medida en cada caso fuesen las mismas sin ruido y con él.

Se vuelve a mostrar el diagrama de bloques general del sistema con los puntos de medida marcados para tener un conocimiento claro de lo que representa cada valor obtenido.

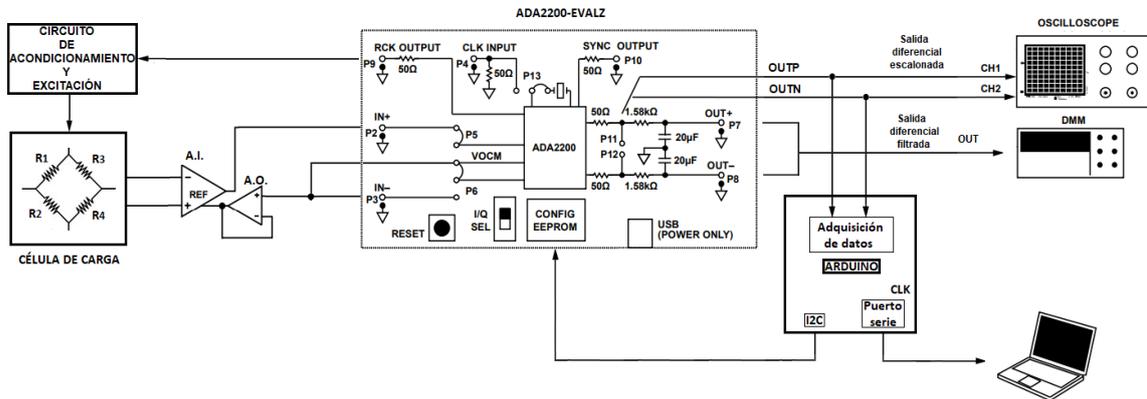


Figura 3.66. Esquema general del sistema.

### 3.2.5.1. Aparatos de medida

Los medios para llevar a cabo las medidas se tratan del voltímetro, el ADC y el osciloscopio. El voltímetro es capaz de mostrar hasta centésimas de milivoltios, pero a efectos prácticos ese orden de magnitud es ilegible, ya que la medida no deja de oscilar. Por lo tanto, se toman las décimas de milivoltios que resultan más estables, por lo que al voltímetro le asignamos una resolución de  $\pm 0,1\text{mV}$ .

Para el caso del ADC, su resolución ya se vio en el apartado 3.1.3.2 de este mismo capítulo, aunque se recupera la expresión en este punto.

$$\text{Resolución} = \frac{V_{REF}}{2^n} = \frac{2,56\text{V}}{2^{10}} = \frac{2,56\text{V}}{1024} = 2,5\text{mV}$$

En cuanto al osciloscopio, su uso está orientado a la observación de las señales con el fin de visualizar los cambios que se producen en ellas ante los diferentes estímulos a los que se somete al sistema. Es cierto que se toman ciertas medidas, como por ejemplo valores *RMS*, pero asumiendo la falta de exactitud del aparato, por lo que son medidas que tienen por objetivo la comparación y la comprobación de conceptos y definiciones dados por el fabricante del ADA2200.

### 3.2.5.2. Fuentes de ruido aplicadas

Antes de comenzar con las medidas, se deben especificar qué fuentes de ruido han sido utilizadas. Como ya se ha comentado, el ruido se añade a través de la entrada negativa del sumador. Esto realmente resta dicha señal de ruido al nivel de continua  $V_{OCM}$  introducido

por la entrada positiva del sumador. Esa diferencia es la que se añade a la señal de información a la salida del amplificador del sistema.

Se va a introducir una señal continua, así como dos alternas de diferente frecuencia. Recordamos en este punto que la señal de información viene modulada mediante una portadora de frecuencia igual a la señal de referencia  $RCLK$ , cuyo valor es de 442,5Hz. Como se estudió en la teoría del punto 2.9, el detector síncrono desplaza la información que se encuentre dentro de la ventana centrada en la frecuencia de referencia, por lo que, si alguna componente de ruido se sitúa dentro de dicha ventana, entonces va a ser trasladada al origen de frecuencias y si además se encuentra en un valor por debajo de la frecuencia de corte del filtro paso bajo de salida no podremos eliminarla y, por lo tanto, modificará la información.

Por este motivo, se lleva a cabo también una prueba para determinar el límite de frecuencia de la señal de ruido para el cual esta no influye en la salida.

Por último, se estudiará el efecto sobre la salida de perturbaciones que se sitúen en frecuencias múltiplo de la de referencia.

Resumiendo, para llevar a cabo las pruebas de laboratorio se han usado las siguientes fuentes de ruido:

- ***Voltaje de corriente continua de valor 0,5V.***

Simplemente se trata de un nivel de continua de 0,5V que se resta a la señal  $V_{OCM}$  y se añade a la salida del amplificador. Esto significa que la información amplificada va a ir montada sobre una componente continua de aproximadamente:

$$V_{OCM} - V_{DC_{ruido}} = 1,65V - 0,5V = 1,15V$$

Lo que se busca con este tipo de señal es simular situaciones en las que se añada un voltaje continuo a la medida. Esto podría suceder, por ejemplo, por efecto *Seebeck* cuando el puente se encuentre en situaciones de estrés térmico. En esas situaciones se podrían añadir voltajes a la información por efecto *Seebeck*, lo que modificaría la salida.

Atendiendo a la ganancia del amplificador, este voltaje de interferencia correspondería a una tensión por efecto *Seebeck* en el puente de:

$$\frac{0,5V}{G} = \frac{0,5V}{200} = 2,5mV$$

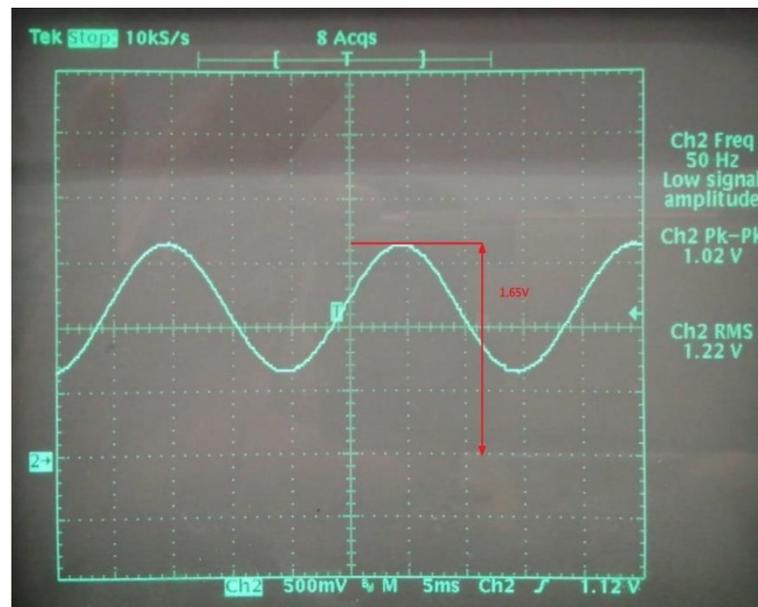
Incluyendo este tipo de perturbación comprobamos la capacidad del sistema a rechazar ese tipo de interferencias.

- ***Señal senoidal de frecuencia 50Hz y 1V pico-pico montada sobre una componente continua de 0,5V.***

En esta ocasión la interferencia añadida se trata de un tono de frecuencia de 50Hz y voltaje pico a pico de 1V, montada sobre una componente continua de 0,5V. Se

busca con esta señal simular la interferencia que podría producir la alimentación de red. Se ha añadido un nivel de continua de 0,5V para evitar introducir valores negativos a la entrada del sumador, los cuales, por otro lado, quedarían derivados a masa a través del diodo de protección correspondiente.

La salida del sumador, es decir, la señal aplicada al pin  $V_{REF}$  del amplificador, se muestra en la figura 3.67.

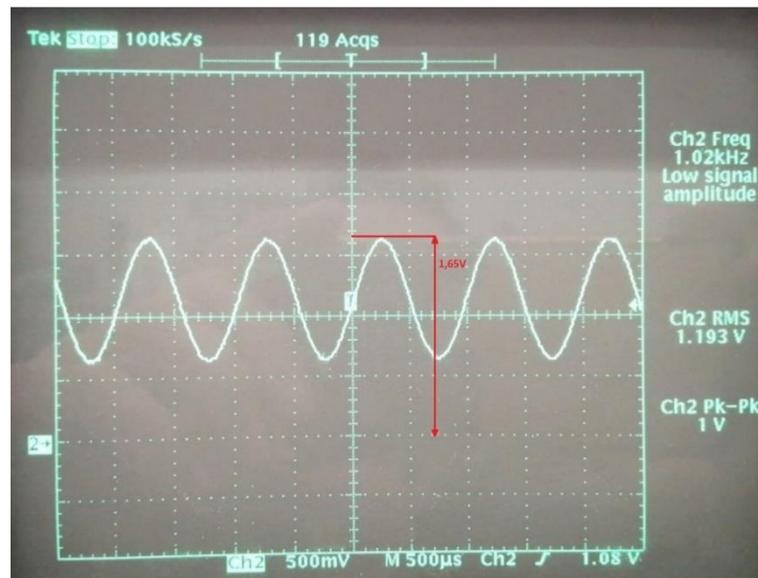


**Figura 3.67.** Salida del sumador para un ruido senoidal de 50Hz.

En la figura se aprecia cómo la señal seno se resta a la componente continua  $V_{OCM} = 1,65V$ .

- **Señal senoidal de frecuencia 1KHz y 1V pico-pico montada sobre una componente continua de 0,5V.**

Al igual que en el caso anterior, el tono de 1KHz más su componente continua de 0,5V se restan a la referencia  $V_{OCM}$  de 1,65V aproximadamente. En la figura 3.68 se puede observar la señal introducida por el sumador a la salida del amplificador.



**Figura 3.68.** Salida del sumador para un ruido senoidal de 1KHz.

- **Límite de frecuencia de la componente de ruido para un correcto funcionamiento del sistema.**

Se aplica un tono de 442,5Hz como interferencia y se aumenta y disminuye la frecuencia del mismo alrededor del valor de referencia para observar en qué margen de frecuencias se hace imposible obtener un valor válido de salida. Con este procedimiento vamos a poder determinar los límites inferior y superior de la ventana de transmisión del amplificador *lock-in*.

- **Tonos de frecuencia múltiplo de la frecuencia de referencia.**

La fuente de ruido va a consistir en tonos de frecuencia múltiplos de la de referencia:  $2f_{RCLK}$ ,  $3f_{RCLK}$ , etc.

Se analizará el efecto que producen estas perturbaciones sobre la señal de salida y por qué.

Para las 3 primeras fuentes de ruido se tomarán mediante el voltímetro las siguientes medidas para los pesos de 0,5Kg, 1Kg, 2,5Kg y 5Kg, con fuente de ruido añadida y sin ella:

- *Salida diferencial filtrada:* voltaje entre  $OUT+$  y  $OUT-$  tras los filtros paso-bajo de salida. Es la información válida.
- $(OUT+)-GND$ : voltaje en la salida  $OUT+$  tras el filtro respecto a masa.
- $(OUT-)-GND$ : voltaje en la salida  $OUT-$  tras el filtro respecto a masa.
- $(OUT+) - V_{OCM}$ : voltaje en la salida  $OUT+$  tras el filtro respecto a  $V_{OCM}$ .
- $(OUT-) - V_{OCM}$ : voltaje en la salida  $OUT-$  tras el filtro respecto a  $V_{OCM}$ .

Para la fuente de ruido senoidal de 1KHz se tomarán mediante el ADC las siguientes medidas:

- Salida diferencial escalonada (voltaje entre *OUTP* y *OUTN*) sin ruido y con offset compensado para los pesos de 1Kg y 5Kg.
- Salida diferencial escalonada (voltaje entre *OUTP* y *OUTN*) con ruido y con offset compensado con ruido presente para los pesos de 1Kg y 5Kg.
- Salida diferencial escalonada (voltaje entre *OUTP* y *OUTN*) con ruido y con offset compensado sin ruido presente para el peso de 1Kg.

Las medidas se han tomado fijando la fuente de ruido y modificando la masa depositada en la célula de carga. Los resultados obtenidos mediante el voltímetro se presentan, en un primer momento, agrupados de esta forma, es decir, para cada fuente de ruido se presentan en una misma tabla los valores correspondientes a cada masa.

Después se van a representar, mediante gráficas, para cada valor de masa, los resultados obtenidos al aplicar cada una de las fuentes de ruido.

En cuanto al límite de frecuencia para la componente de ruido, se llevará a cabo el análisis fijando un valor de masa y llevando a cabo un barrido de frecuencia para obtener los valores límite de la frecuencia de la fuente de ruido que permite un funcionamiento correcto del sistema.

Para ver la respuesta ante frecuencias de ruido múltiplos de la frecuencia de referencia se actuará de la misma manera que en el caso anterior, fijando un valor de masa y comprobando qué efecto provoca la interferencia sobre la salida.

### **3.2.6. Cálculo y obtención de la sensibilidad del sistema**

Para obtener el valor de la sensibilidad del sistema completo se procede a medir la salida para valores de masa de 0Kg hasta 5Kg en intervalos de 0,25Kg. Para ello, lo primero es ajustar el puente mediante el circuito de compensación, de manera que se anula el offset de salida del sistema en la medida de lo posible. Este ajuste arroja un valor de offset total del sistema de aproximadamente 0,08mV.

Acto seguido se procede a colocar sobre la célula de carga los valores de masa antes mencionados anotando el valor del voltaje diferencial de salida en cada uno de los casos.

Se mide para cada peso, desde 0Kg hasta 5Kg, la entrada con el osciloscopio, las salidas *OUTP* y *OUTN* antes del filtro también con el osciloscopio y la salida diferencial tras el filtro paso bajo con el voltímetro. Todo ello sin ruido y con una  $V_{OCM} = 1,6492V$  (medida a la salida del sumador).

PESO (Kg)	AMPLITUD SALIDA DIFERENCIAL DEL PUENTE (mV)	VOLTAJE RMS ENTRADA INP (mV)	AMPLITUD ENTRADA INP (mV)	SALIDA DIFERENCIAL DEL ADA2200 (mV)	OUT+ (V)	OUT- (V)
0	-0,04	15	1,6492V	0,08	1,6267	1,6267
0,25	0,22	22,0	44	24,0	1,6386	1,6147
0,5	0,46	45,8	92	47,9	1,6506	1,6027
0,75	0,72	68,3	144	71,9	1,6625	1,5907
1	0,98	93,7	196	95,9	1,6743	1,5785
1,25	1,24	117,8	244	119,9	1,6863	1,5666
1,5	1,48	141,8	296	143,8	1,6983	1,553
1,75	1,72	166,4	344	167,8	1,7101	1,5424
2	2	191,4	392	192,2	1,7222	1,5305
2,25	2,24	216,8	444	216,1	1,7341	1,5186
2,5	2,5	239,1	496	240,2	1,7461	1,5062
2,75	2,74	263,5	544	264,0	1,758	1,4943
3	2,98	287,7	592	288,0	1,7701	1,4824
3,25	3,26	311,8	644	312,1	1,7821	1,4703
3,5	3,52	335,9	688	336,1	1,794	1,4581
3,75	3,76	359,5	744	359,9	1,8059	1,4462
4	4,02	383,9	796	383,4	1,8178	1,4344
4,25	4,26	410,1	848	407,4	1,8298	1,4223
4,5	4,52	434,8	896	431,4	1,8417	1,4104
4,75	4,78	458,2	944	455,4	1,8537	1,3982
5	5,04	483,6	992	479,3	1,8657	1,3864

**Tabla 3.9.** Medidas de entrada y salida para diferentes pesos de 0Kg hasta 5Kg.

En la tabla 3.9 se muestran las diferentes medidas tomadas para pesos en el margen de 0Kg a 5Kg en intervalos de 0,25Kg. Las medidas tomadas en cada columna de la tabla 3.9 son:

- **PESO:** esta columna informa de la masa depositada sobre la célula en cada una de las medidas realizadas.
- **AMPLITUD SALIDA DIFERENCIAL DEL PUENTE:** proporciona la medida de la amplitud de la señal diferencial tomada directamente a la salida del puente de galgas de la célula de carga, es decir, la medida de la señal que contiene la información de masa que se desea determinar. Esta es la señal de entrada que se aplica al amplificador. Para tomar esta medida se ha usado el voltímetro en DC, de manera que se ha obtenido la tensión media de la señal cuadrada de la salida diferencial del puente. A partir de

esa lectura se ha calculado la amplitud de la señal multiplicando por dos. Ese valor de amplitud es el que se ha anotado en la tabla 3.8.

- **VOLTAJE RMS ENTRADA INP:** en esta columna se han anotado los valores *RMS* (valor cuadrático medio) de la señal de entrada al ADA2200, es decir, la señal introducida por la entrada *INP* del ADA2200, la cual corresponde a la salida del amplificador (ver esquema general del anexo I). Se ha tomado la medida proporcionada por el osciloscopio con respecto a masa aplicando el desacoplo DC, por lo que se ha suprimido el nivel de continua introducido por  $V_{OCM}$ .  
Lo que se pretende comprobar con estas medidas es que se cumple la relación entre el valor *RMS* de la señal de entrada y el valor diferencial de la señal de salida descrito por el fabricante del ADA2200. Aunque la medida proporcionada por el osciloscopio no sea muy exacta, nos va a valer para determinar si el funcionamiento del ADA2200 es correcto.
- **AMPLITUD ENTRADA INP:** se toma la amplitud de la señal de entrada al ADA2200 para tener información del valor de excursión de la señal de entrada al amplificador *lock-in*. Estas medidas han sido tomadas con el nivel de continua desacoplado en el osciloscopio.
- **SALIDA DIFERENCIAL DEL ADA2200:** es la medida de mayor interés, pues es la medida de salida del sistema y, por lo tanto, es la que porta la información acerca de la masa depositada sobre la célula. Se trata de una medida diferencial tomada entre las salidas *OUT+* y *OUT-* de la placa de evaluación mediante el voltímetro y debe cumplir, según el fabricante, la siguiente relación con el valor *RMS* de entrada:

$$V_{CYCLEMEAN} = Conversion\ Gain \times V_{IN(RMS)} \times \sin(\theta_{REL} - \theta_{DEL}) \quad (3.25)$$

donde:

- $V_{CYCLEMEAN} \equiv$  media de las 8 muestras de salida que se dan en un periodo de *RCLK*.
- *Conversion Gain*  $\equiv$  ganancia de conversión del ADA2200, cuyo valor es fijado por el fabricante en **1,05**.
- $V_{IN(RMS)} \equiv$  valor *RMS* de la señal de entrada al ADA2200.
- $\theta_{REL} \equiv$  la fase relativa es la diferencia de fase entre el cruce por cero positivo ascendente de una onda sinusoidal en las entradas *INN* / *INP* con respecto al siguiente flanco ascendente de *RCLK*.
- $\theta_{DEL} \equiv$  el retardo de fase es la fase relativa ( $\theta_{REL}$ ) que produce una salida  $V_{CYCLEMEAN}$  de valor cero para una entrada de onda sinusoidal con una frecuencia igual a  $f_{RCLK}$ .
- *OUTP*: salida positiva del ADA2200.
- *OUTN*: salida negativa del ADA2200.

Una vez aclaradas las medidas realizadas y el instrumento usado para ello, se procede a calcular la recta de regresión que proporcione el valor de sensibilidad más aproximado al real. Para ello, se utilizan los valores obtenidos en la salida diferencial del ADA2200 con respecto a cada valor de masa medido. Con estos datos, mediante el método de mínimos cuadrados, se obtiene la recta de regresión, así como la expresión del voltaje de salida en función del offset y de la sensibilidad total del sistema.

Para llevar a cabo los cálculos de una forma rápida y, al mismo tiempo, obtener la recta de regresión se ha hecho uso de Excell. El programa aplica las siguientes fórmulas de cálculo:

- *Pendiente y ordenada en el origen:*

$$m = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad ; \quad b = \bar{y} - m\bar{x} \quad (3.26)$$

- *Incertidumbre de m y b:*

$$S_m = S_y \sqrt{\frac{n}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - (\sum_{i=1}^n x_i)^2}} \quad ; \quad S_b = S_m \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n x_i^2}{n}} \quad (3.27)$$

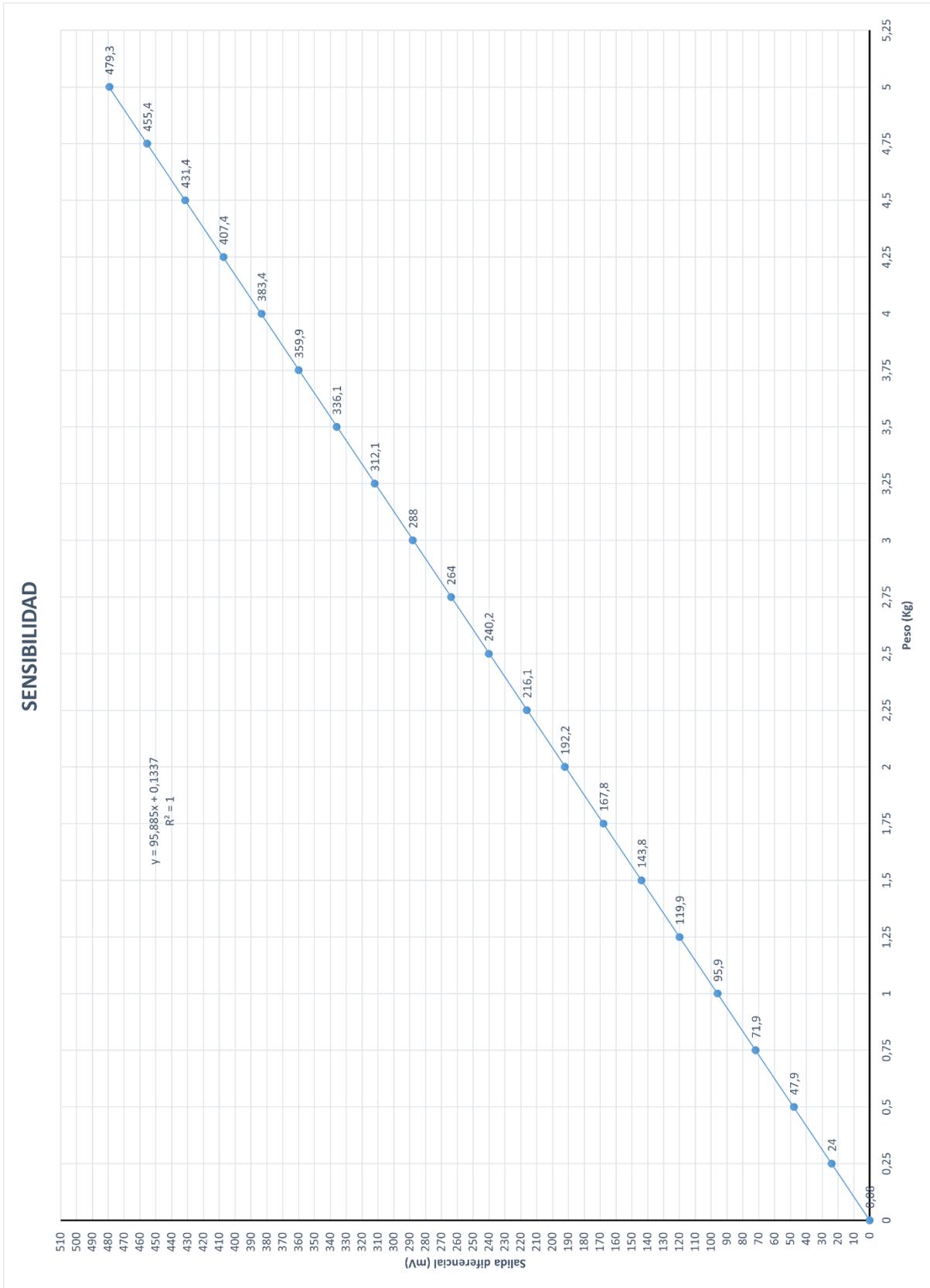
- *Error estándar de la estimación:*

$$S_y = \sqrt{\frac{1}{n-2} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2} \quad (3.28)$$

- *Coefficiente de correlación:*

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}} \quad (3.29)$$

La recta de regresión obtenida, así como los cálculos realizados por el programa se muestran en la figura 3.69.



**Figura 3.69.** Recta de regresión.

<i>Estadísticas de la regresión</i>	
Coeficiente de correlación múltiple	0,999998815
Coeficiente de determinación R <sup>2</sup>	0,999997631
R <sup>2</sup> ajustado	0,999997506
Error típico	0,234898406
Observaciones	21

**Tabla 3.10.** Estadísticas de la regresión.

#### ANÁLISIS DE VARIANZA

	<i>Coeficientes</i>	<i>Error típico</i>	<i>Estadístico t</i>	<i>Probabilidad</i>	<i>Inferior 95%</i>	<i>Superior 95%</i>
Ordenada						
en el origen	0,133679654	0,098961441	1,350825663	0,192620502	-0,073449022	0,340808329
Pendiente	95,88519481	0,033860604	2831,762692	6,54517E-55	95,81432375	95,95606586

**Tabla 3.11.** Análisis de varianza.

#### 3.2.6.1. Pendiente de la recta y ordenada en el origen

Se presentan dos tablas con los resultados del análisis realizado por Excell. En lo primero que hay que fijarse es en el valor de la ordenada en el origen y de la pendiente de la recta de regresión y en sus respectivos errores. Estos aparecen en la tabla del “Análisis de la varianza” en las columnas “Coeficientes” y “Error típico” respectivamente. Sus valores son:

$$b = 0,133679654 \quad ; \quad \Delta b = \pm 0,098961441 \cong \pm 0,1$$

$$m = 95,88519481 \quad ; \quad \Delta m = \pm 0,033860604 \cong \pm 0,03$$

Quedando la ecuación de la recta de regresión de la siguiente manera:

$$V_{OUT}[mV] = m \cdot Peso[Kg] + b \quad (3.30)$$

Donde  $V_{OUT}$  es la salida diferencial del ADA2200 tras el filtro paso bajo incluido en la placa de evaluación, es decir, la salida válida del sistema.

Esto significa que la sensibilidad total del sistema es de **95,88519481 mV/Kg**. Si lo expresamos junto con su error  $\Delta m$ , queda:

$$\boxed{S = 95,88 \pm 0,03 \text{ mV/Kg}}$$

### **3.2.6.2. Error típico o estándar (desviación estándar)**

El siguiente parámetro a analizar es el error típico o estándar, el cual da una medida de cuánto se desvían las variables de la predicción que realiza la regresión, es decir, evalúa la distancia que hay entre los valores medidos y los predichos por la recta de regresión. El valor obtenido se muestra en la tabla “*Estadísticas de la regresión*”, en la fila “*Error típico*”.

$$\text{Error típico} = 0,234898406 \text{ mV}$$

El resultado obtenido indica que los valores de la recta de regresión están muy próximos a los valores medidos, ya que el error típico es muy pequeño. Es decir, que la recta de regresión calculada realiza una muy buena estimación de los valores reales para cualquier valor de peso introducido entre 0 y 5 kilogramos. Esta afirmación se aprecia a simple vista si observamos la recta de regresión representada en la figura 3.69, en la cual se puede ver como la línea pasa prácticamente por todos los puntos que representan las medidas reales tomadas.

### **3.2.6.3. Coefficiente de correlación múltiple**

Se trata de una medida que cuantifica la intensidad de la relación lineal entre dos variables, en este caso, la relación entre el peso y el voltaje de salida. Su valor va de -1 a 1. Si el valor es cercano a 1, significa que las variables se mueven de forma similar y están fuertemente relacionadas linealmente. Si el valor es cercano a -1, significa que la relación lineal también es fuerte, pero en esta ocasión las variables se mueven de manera opuesta. Si el valor es cero, significa que no hay relación alguna entre las variables.

En este caso, la correlación es de 0,999998815 con lo que las variables están fuertemente relacionadas, como no podía ser de otra manera.

### **3.2.6.4. Coefficiente de determinación**

Este coeficiente da la proporción de variación de la variable Y (el voltaje de salida) que es explicada por la variable X (masa depositada en la célula). Si la proporción es igual a 0, significa que la variable predictora no tiene capacidad predictiva de la variable a predecir (Y). Cuanto mayor sea la proporción, mejor será la predicción. Si llegara a ser igual a 1 la variable predictora explicaría la totalidad de la variación de Y, y las predicciones no tendrían error.

El coeficiente de determinación es prácticamente 1,  $R^2 = 0,999997631$ , por lo que el voltaje de salida está totalmente explicado por el peso aplicado a la célula de carga.

### **3.2.6.5. Margen de confianza**

Las columnas “Inferior 95%” y “Superior 95%” corresponden a los intervalos de confianza de los coeficientes, es decir, de la pendiente y de la ordenada en el origen. Dadas las

estimaciones puntuales y sus errores típicos, los coeficientes se van a mover entre los dos valores dados en esas columnas.

Para la ordenada en el origen los valores son -0,073449022 y 0,340808329, en torno al cero.

Para la pendiente los valores son 95,81432375 y 95,95606586, es decir, que el intervalo en el que se mueve el posible valor real de la pendiente es muy estrecho, por lo que el valor obtenido mediante la recta de regresión es una estimación extremadamente buena.

### **3.2.6.6. Conclusión**

El procedimiento para obtener la sensibilidad del sistema se ha llevado a cabo fijando una ganancia de amplificador para posteriormente determinar la sensibilidad resultante mediante la recta de regresión. Otro modo de actuar hubiese sido ajustar la ganancia hasta obtener el valor de fondo de escala deseado. A partir de ahí se realizaría la recta de regresión para obtener el valor final de sensibilidad.

### **3.2.7. Resolución de los aparatos de medida en unidades de masa**

Ya se indicó la resolución de los aparatos de medida en el apartado 3.2.5.1 del presente capítulo. Ahora, una vez conocido el valor de sensibilidad del sistema, se puede obtener la resolución de los aparatos de medida en unidades de masa.

En base a esto, para el caso del voltímetro con una resolución de  $0,1mV$ , su equivalente en unidades de masa es:

$$M = \frac{V_o}{S} = \frac{0,1mV}{95,88 mV/Kg} \cong 0,00104Kg = 1,04g$$

En cuanto al ADC, cuya resolución es de  $2,5mV$ , su equivalente en unidades de masa es:

$$M = \frac{V_o}{S} = \frac{2,5mV}{95,9 mV/Kg} \cong 0,02607Kg = 26,07g$$

Se trata de una resolución demasiado alta, lo que conlleva un error de cuantificación también elevado. Pero hay que insistir en que el procedimiento de medida llevado a cabo con el ADC y el procesamiento posterior reduce drásticamente el error producido por la cuantificación.

### **3.2.8. Incertidumbre en las medidas obtenidas mediante el voltímetro**

Para obtener la incertidumbre en las medidas realizadas con el voltímetro, se van a determinar por separado las incertidumbres del voltaje medido con el voltímetro y de la sensibilidad, ya que el cálculo de la masa depositada en la célula depende de ambos. La expresión del valor de la masa es:

$$M = \frac{V(mV)}{S(mV/Kg)}$$

Donde  $M$  es la masa depositada en la célula,  $V$  es el voltaje diferencial medido a la salida del sistema y  $S$  es la sensibilidad del sistema.

La incertidumbre del voltaje de salida la marca la resolución del voltímetro. En el apartado 3.2.7 se fijó una resolución de 0,1mV lo que equivalía a 1,04g. Por lo tanto, la incertidumbre introducida por el voltímetro es:

$$\Delta V = \frac{\pm 0,1mV}{95,88 mV/Kg} \cong \pm 0,00104Kg = \pm 1,04g$$

En cuanto a la sensibilidad, la incertidumbre introducida va a ser proporcional al valor de la masa depositada. Tomando el valor de la sensibilidad y de su error típico obtenidos en el apartado 3.2.6.1, se expresa la incertidumbre de forma relativa, siendo:

$$\Delta S = \frac{\pm 0,03 mV/Kg}{95,88 mV/Kg} \cdot M \cong \pm 313 \cdot 10^{-6} \cdot M [Kg]$$

Una vez obtenidas las incertidumbres por separado, se calcula la incertidumbre total máxima como la suma de ambas en el peor caso, para cada uno de los valores de masa utilizados.

- 0,5Kg:

$$\Delta S_{0,5Kg} = \pm 313 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5Kg = \pm 156,5 \cdot 10^{-6}Kg \cong \pm 0,16g$$

$$\Delta M = \Delta V + \Delta S = \pm 1,04g + \pm 0,16g = \pm 1,2g$$

- 1Kg:

$$\Delta S_{1Kg} = \pm 313 \cdot 10^{-6} \cdot 1Kg = \pm 313 \cdot 10^{-6}Kg \cong \pm 0,31g$$

$$\Delta M = \Delta V + \Delta S = \pm 1,04g + \pm 0,31g = \pm 1,35g$$

- 2,5Kg:

$$\Delta S_{2,5Kg} = \pm 313 \cdot 10^{-6} \cdot 2,5Kg = \pm 782,5 \cdot 10^{-6}Kg \cong \pm 0,78g$$

$$\Delta M = \Delta V + \Delta S = \pm 1,04g + \pm 0,78g = \pm 1,82g$$

- 5Kg:

$$\Delta S_{5Kg} = \pm 313 \cdot 10^{-6} \cdot 5Kg = \pm 1,565 \cdot 10^{-6}Kg \cong \pm 1,6g$$

$$\Delta M = \Delta V + \Delta S = \pm 1,04g + \pm 1,6g = \pm 2,64g$$

### 3.2.9. Medidas obtenidas mediante el voltímetro

Para cada fuente de ruido se han efectuado las medidas que aparecen en las tablas correspondientes a las masas de valor 0,5Kg, 1Kg, 2,5Kg y 5Kg, tanto para el caso en el que no se añade ruido como para el caso en el que sí se introduce la señal de ruido. De esta manera se pueden comparar los valores de ambos casos tomados en las mismas condiciones de medida.

Cabe recordar que las medidas obtenidas mediante el voltímetro se toman tras los filtros paso bajo colocados en las salidas *OUTP* y *OUTN* del ADA2200, los cuales convierten las señales escalonadas en señales continuas aptas para medir mediante este instrumento.

Para cada fuente de interferencia se va a cuantificar el nivel de ruido que supondría antes del amplificador, es decir, a la salida del puente, de manera que se conozca hasta qué punto el sistema es capaz de rechazar este tipo de interferencias en comparación con el nivel de salida del puente. Para llevar a cabo este análisis se utiliza el valor *RMS* de las señales medido con la componente continua desacoplada. El motivo de actuar así es debido a que el ADA2200 proporciona a su salida precisamente el valor eficaz de la señal de entrada sin tener en cuenta el nivel de continua que tenga.

#### 3.2.9.1. Ruido de continua de 0,5V

El resultado de añadir este ruido de 0,5V DC a la entrada del sumador se traduce en que la señal de entrada al ADA2200 será la información procedente del puente amplificada y montada sobre un nivel de continua de valor:

$$V_{OCM} - 0,5V = 1,6492V - 0,5V = 1,1492V$$

Para saber a qué nivel de ruido a la entrada del sistema equivalen los 0,5V a la salida del amplificador, simplemente dividimos el valor de la perturbación entre la ganancia del amplificador. Esto arroja el siguiente resultado:

$$V_{I_{ruido}} = \frac{V_{O_{ruido}}}{G} = \frac{0,5V}{200} = 0,0025V = 2,5mV$$

Esto significa que la señal cuadrada de salida del puente quedaría montada sobre un nivel de continua de 2,5mV. La pregunta es, ¿hasta qué punto modifica la lectura un valor de ruido así? Pues en principio no va a modificar nada la salida del sistema ya que, como se ha dicho, el ADA2200 elimina toda componente continua y proporciona a su salida el valor eficaz de la señal resultante.

No obstante, si se compara el nivel de la interferencia con el valor a la salida del puente para los casos de 0,5Kg y 5Kg ( $V_{puente_{0,5Kg}} = 0,46mV$ ;  $V_{puente_{5Kg}} = 5,04mV$ ;  $V_{I_{ruido}} = 2,5mV$ ) se comprueba que la interferencia representa el 543,47% y el 49,6% de la señal de salida respectivamente. Es decir, supone un nivel de interferencia muy alto en comparación con la información.

### Medidas

Una vez alertados del nivel de ruido introducido en esta prueba, se procede a tomar las medidas sin ruido y con ruido de los diferentes pesos usados y se presentan los resultados en la tabla 3.12.

PESO (Kg)	SALIDA DIFERENCIAL (mV)		SALIDA DIFERENCIAL (Kg) S=95,88mV/Kg		(OUT+) - GND (V)		(OUT-) - GND (V)		(OUT+) - V <sub>OCM</sub> (mV)		(OUT-) - V <sub>OCM</sub> (mV)	
	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido
0,5	47,9	48,2	0,4995	0,5027	1,6504	1,6506	1,6020	1,6026	0,6	0,8	-47,9	-48,1
1	95,8	96,1	0,9991	1,0022	1,6743	1,6748	1,5780	1,5785	24,7	24,8	-71,9	-72,1
2,5	239,6	239,9	2,4989	2,5020	1,7461	1,7463	1,5060	1,5063	96,5	96,5	-143,9	-144,1
5	479,3	479,6	4,9989	5,0020	1,8654	1,8659	1,3863	1,3865	215,9	216	-263,7	-263,9

**Tabla 3.12.** Medidas tomadas con ruido de continua de 0,5V.

Se han tomado diferentes medidas entre los terminales de salida del ADA2200. Las medidas realizadas en las salidas *OUT+* y *OUT-* referenciadas tanto a masa como a *V<sub>OCM</sub>* se presentan como información adicional.

La medida que más interesa es la salida diferencial, ya que es la que representa la salida válida del sistema. Se observa que la diferencia de voltaje entre las medidas sin ruido y con ruido para todos los valores de masa usados es de décimas de milivoltio. Para una sensibilidad de  $95,88 \text{ mV/Kg}$ , una décima de milivoltio representa  $1,04 \text{ g}$  de masa.

A continuación, se presentan los errores obtenidos en las medidas, donde *E* representa el error absoluto, *E<sub>r</sub>* es el error relativo y *M* la masa.

- **0,5Kg:**

$$E_{\text{entre medidas}} = \frac{V_{O_{\text{con ruido}}} - V_{O_{\text{sin ruido}}}}{S} = \frac{48,2 \text{ mV} - 47,9 \text{ mV}}{95,88 \text{ mV/Kg}} = 0,0031 \text{ Kg} = 3,1 \text{ g}$$

$$E_{\text{sin ruido}} = M_{\text{medida sin ruido}} - M_{\text{ideal}} = 0,4995 \text{ Kg} - 0,5 \text{ Kg} = -0,0005 \text{ Kg} = -0,5 \text{ g}$$

$$E_{r_{\text{sin ruido}}} = \frac{E_{\text{sin ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{-0,0005 \text{ Kg}}{0,5 \text{ Kg}} = -0,001 \Rightarrow E_{r_{\text{sin ruido}}} = -0,1\%$$

$$E_{\text{con ruido}} = M_{\text{medida con ruido}} - M_{\text{ideal}} = 0,5027 \text{ Kg} - 0,5 \text{ Kg} = 0,0027 \text{ Kg} = 2,7 \text{ g}$$

$$E_{r_{\text{con ruido}}} = \frac{E_{\text{con ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{0,0027 \text{ Kg}}{0,5 \text{ Kg}} = 0,0054 \Rightarrow E_{r_{\text{con ruido}}} = 0,54\%$$

- **1Kg:**

$$E_{\text{entre medidas}} = \frac{V_{O_{\text{con ruido}}} - V_{O_{\text{sin ruido}}}}{S} = \frac{96,1\text{mV} - 95,8\text{mV}}{95,885 \text{ mV/Kg}} = 0,0031\text{Kg} = 3,1\text{g}$$

$$E_{\text{sin ruido}} = M_{\text{medida sin ruido}} - M_{\text{ideal}} = 0,9991\text{Kg} - 1\text{Kg} = -0,0009\text{Kg} = -0,9\text{g}$$

$$E_{r_{\text{sin ruido}}} = \frac{E_{\text{sin ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{-0,0009\text{Kg}}{1\text{Kg}} = -0,0009 \Rightarrow E_{r_{\text{sin ruido}}} = -0,09\%$$

$$E_{\text{con ruido}} = M_{\text{medida con ruido}} - M_{\text{ideal}} = 1,0022\text{Kg} - 1\text{Kg} = 0,0022\text{Kg} = 2,2\text{g}$$

$$E_{r_{\text{con ruido}}} = \frac{E_{\text{con ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{0,0022\text{Kg}}{1\text{Kg}} = 0,0022 \Rightarrow E_{r_{\text{con ruido}}} = 0,22\%$$

- **2,5Kg:**

$$E_{\text{entre medidas}} = \frac{V_{O_{\text{con ruido}}} - V_{O_{\text{sin ruido}}}}{S} = \frac{239,9\text{mV} - 239,6\text{mV}}{95,88 \text{ mV/Kg}} = 0,0031\text{Kg} = 3,1\text{g}$$

$$E_{\text{sin ruido}} = M_{\text{medida sin ruido}} - M_{\text{ideal}} = 2,4989\text{Kg} - 2,5\text{Kg} = -0,0011\text{Kg} = -1,1\text{g}$$

$$E_{r_{\text{sin ruido}}} = \frac{E_{\text{sin ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{-0,0011\text{Kg}}{2,5\text{Kg}} = -0,00044 \Rightarrow E_{r_{\text{sin ruido}}} = -0,044\%$$

$$E_{\text{con ruido}} = M_{\text{medida con ruido}} - M_{\text{ideal}} = 2,5020\text{Kg} - 2,5\text{Kg} = 0,002\text{Kg} = 2\text{g}$$

$$E_{r_{\text{con ruido}}} = \frac{E_{\text{con ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{0,002\text{Kg}}{2,5\text{Kg}} = 0,0008 \Rightarrow E_{r_{\text{con ruido}}} = 0,08\%$$

- **5Kg:**

$$E_{\text{entre medidas}} = \frac{V_{O_{\text{con ruido}}} - V_{O_{\text{sin ruido}}}}{S} = \frac{479,6\text{mV} - 479,3\text{mV}}{95,88 \text{ mV/Kg}} = 0,0031\text{Kg} = 3,1\text{g}$$

$$E_{\text{sin ruido}} = M_{\text{medida sin ruido}} - M_{\text{ideal}} = 4,9989\text{Kg} - 5\text{Kg} = -0,0011\text{Kg} = -1,1\text{g}$$

$$E_{r_{\text{sin ruido}}} = \frac{E_{\text{sin ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{-0,0011\text{Kg}}{5\text{Kg}} = -0,00022 \Rightarrow E_{r_{\text{sin ruido}}} = -0,022\%$$

$$E_{\text{con ruido}} = M_{\text{medida con ruido}} - M_{\text{ideal}} = 5,0020\text{Kg} - 5\text{Kg} = 0,0020\text{Kg} = 2\text{g}$$

$$E_{r_{\text{con ruido}}} = \frac{E_{\text{con ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{0,002Kg}{5Kg} = 0,0004 \Rightarrow E_{r_{\text{con ruido}}} = 0,04\%$$

### Observaciones

Comparando los errores de los diferentes pesos se observa lo siguiente:

1. El error cometido entre las medidas realizadas sin ruido y con ruido se mantiene en  $3,1g$ . Esto significa que el ruido equivale a un offset fijo, lo que es perfectamente entendible pues se trata de un nivel de continua añadido a la salida. En todos los casos el voltaje de salida aumenta cuando añadimos el ruido. Este error ofrece una imagen de la respuesta del sistema ante el ruido introducido, ya que manifiesta el cambio en la salida con y sin interferencia, dando una medida real de lo que se desvía el sistema ante una perturbación de este tipo.
2. El error absoluto sin ruido es más apreciable en los casos de  $2,5Kg$  y  $5Kg$ , en los que hay una diferencia con el peso real de  $-1,1g$ . No obstante, este valor varía de  $-0,5g$  a  $-1,1g$ , por lo que no existe una diferencia significativa entre el valor real y el medido.
3. El error relativo sin ruido es muy pequeño, siendo el valor más alto de  $-0,1\%$  para el caso de  $0,5Kg$ . A medida que la masa aumenta este error se va haciendo más pequeño a pesar de que el error absoluto aumente también. La variación del error es menor que la del peso por lo que el error relativo disminuye al aumentar la masa.  
Estos errores relativos tan pequeños significan que el sistema se acerca al valor real de la masa medida con un nivel de exactitud muy alto.
4. Ahora observamos el error absoluto cometido cuando se añade la fuente de ruido. Vemos que se encuentra entre  $2g$  y  $2,7g$ . Este valor no es muy significativo ya que se ve afectado por el error sin ruido en cada caso. Efectivamente, al hacerse cada vez más negativo el error sin ruido a medida que aumenta el peso, al error absoluto con ruido, que es un valor fijo positivo, le va a ocurrir lo contrario, es decir, que va a disminuir conforme aumente el peso depositado. Lo que importa realmente es conocer el error entre las medidas sin ruido y con ruido y este, como se ha visto, es constante.  
De todas formas, el rango de valores (entre  $2g$  y  $2,7g$ ) no es significativo y más o menos se puede considerar constante.
5. Para el caso del error relativo con ruido, el valor de este va a disminuir conforme aumenta la masa depositada en la célula de carga. Es lo esperado, ya que al ser igual para todos los casos el error introducido por la fuente de ruido, al aumentar la masa el error relativo va a disminuir. Dicho de otra forma, el efecto del nivel del

ruido sobre la información va a ser cada vez menor a medida que aumente el nivel de la señal válida, es decir, a medida que aumente la masa depositada.

Dicho esto, el máximo error relativo cometido se da para una masa de 0,5Kg y es de 0,54%, lo que viene a ser un valor extremadamente bajo y aceptable.

Si nos vamos al otro extremo, a 5Kg, el error es tan solo del 0,04%.

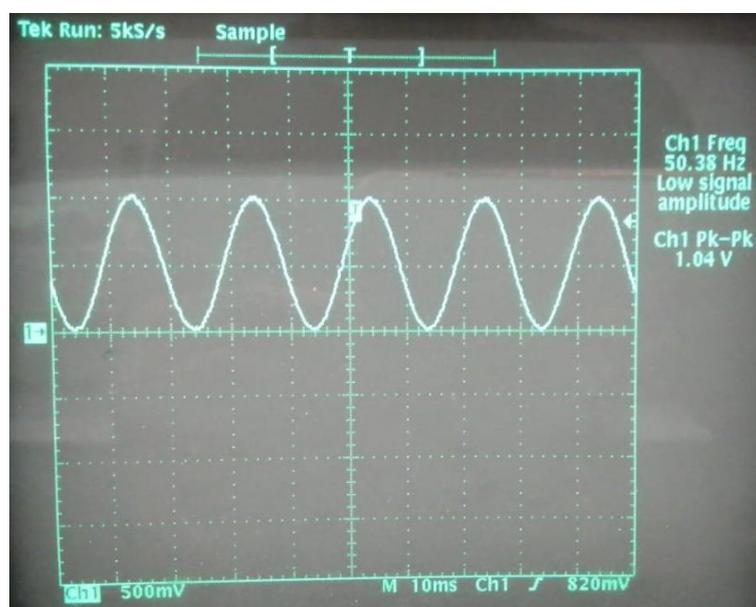
### **Conclusiones**

Tomando en cuenta el nivel de ruido al que se somete al sistema, superior a 5 veces el nivel de la información en algún caso, podemos concluir que el comportamiento del mismo es excelente siendo capaz de presentar la señal de salida válida con un error mínimo incluso en las peores condiciones.

Por otro lado, los errores absolutos obtenidos en las medidas sin ruido se encuentran dentro del margen de incertidumbre calculado para cada valor de masa en el apartado 3.2.8.

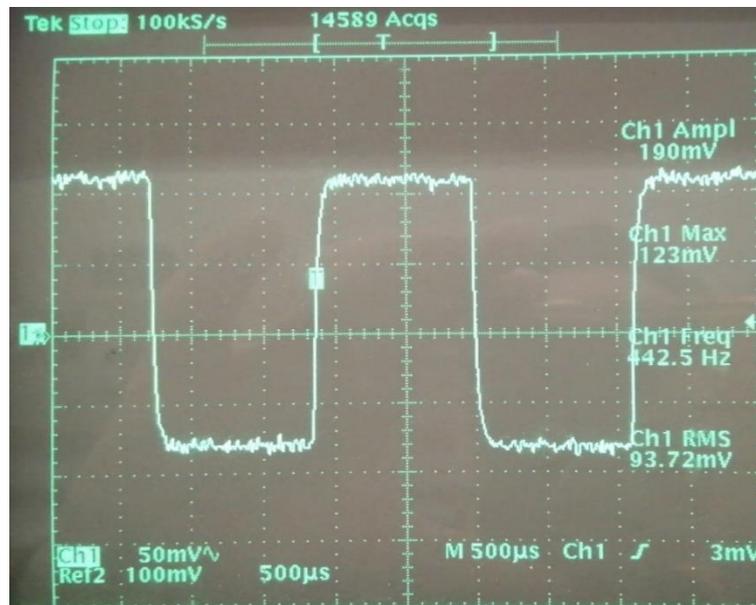
#### **3.2.9.2. Ruido onda seno de frecuencia 50Hz, 1Vpp y componente continua de 0,5V**

Se analizan en este apartado las medidas obtenidas tras aplicar una fuente de ruido consistente en un tono de frecuencia de 50Hz, amplitud 0,5V montado sobre una componente de continua de 0,5V. Se busca simular un acoplo de interferencia de la red eléctrica que podría producirse en cualquier sistema de medida. En la figura 3.70 se puede visualizar la señal utilizada.

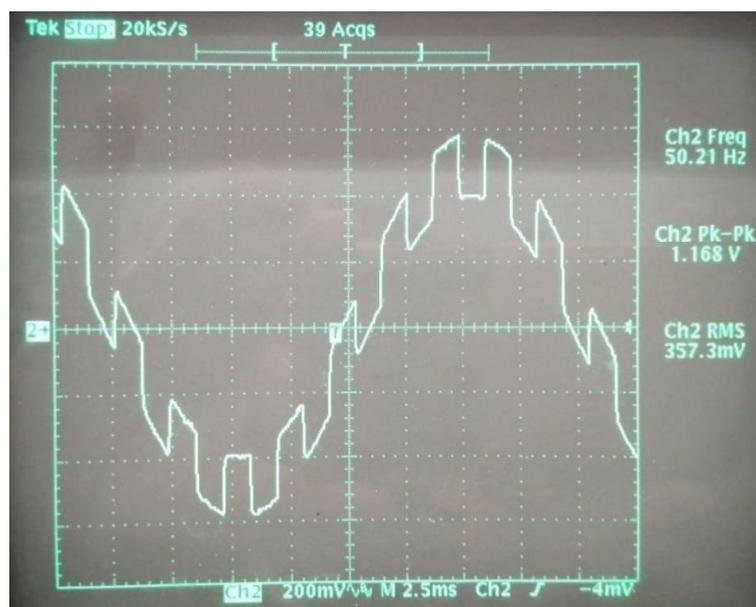


**Figura 3.70.** Tono de 50Hz, 1V<sub>pp</sub> y componente continua de 0,5V.

El resultado de añadir esta fuente de ruido a la entrada del sumador y posteriormente a la señal amplificada de salida del puente, se puede apreciar en el ejemplo de la figura 3.71 en la que se representa la entrada *INP* al ADA2200 sin ruido y con ruido añadido para el caso de una masa aplicada de 1Kg.



(a)

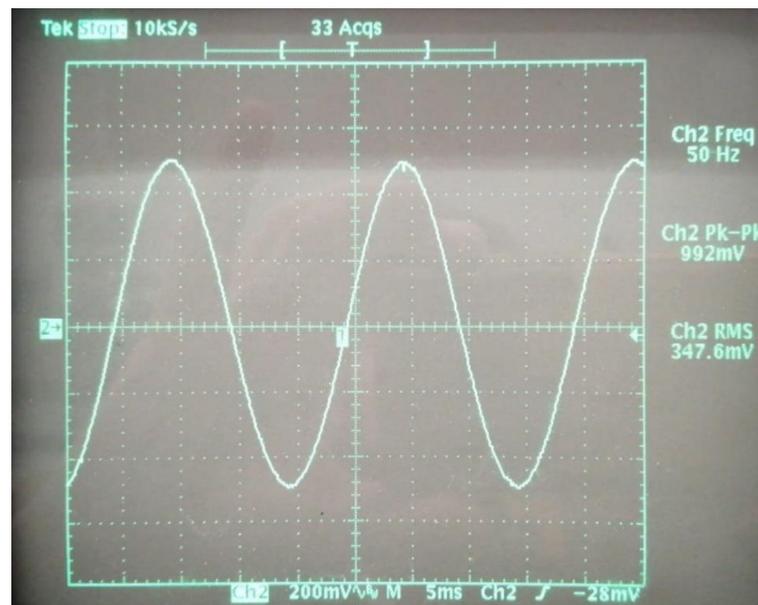


(b)

**Figura 3.71.** Señal de entrada *INP* para 1Kg: (a) Sin ruido; (b) Con ruido de 50Hz.

El resultado es la señal cuadrada de salida del puente montada sobre la senoidal de 50Hz. Las figuras se han tomado con la componente DC desacoplada en el osciloscopio; de esta manera se pueden comparar los voltajes eficaces de la señal de entrada sin ruido y con él. Observando la figura 3.71 (a) y (b) se ve que el valor eficaz de entrada pasa de valer 93,72mV (valor de salida correspondiente a una masa de 1Kg) a valer 357,3mV. El incremento en este caso es de un 381,24%, es decir, casi 4 veces el valor de la información.

Para conocer a qué nivel de ruido a la entrada del amplificador equivale la interferencia de 50Hz introducida, hay que fijarse en el valor eficaz de la perturbación. En la figura 3.72 se muestra la señal de interferencia añadida al amplificador, con el nivel de continua desacoplado.



**Figura 3.72.** Onda senoidal de 50Hz y amplitud 0,5V.

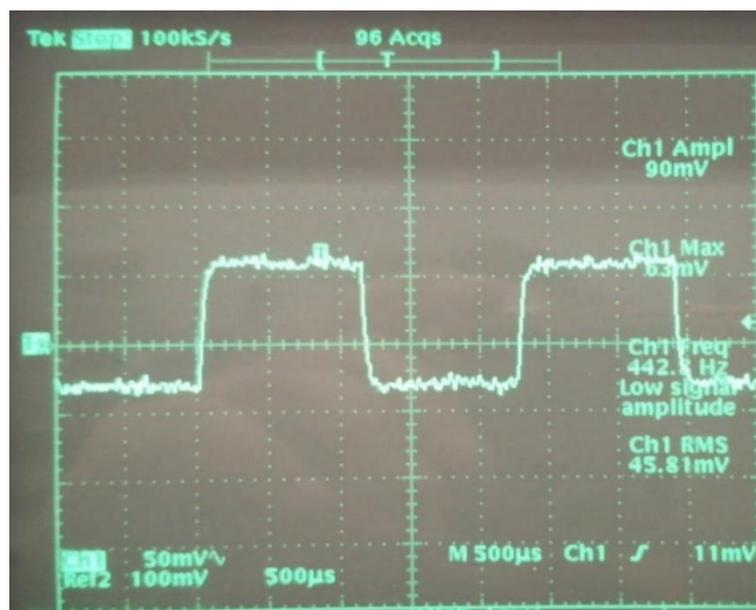
El valor eficaz dado por el osciloscopio es de 347,6mV. Esta es la señal introducida a la salida del amplificador a través del terminal  $V_{ref}$  de este, de manera que para averiguar el nivel equivalente de ruido a la entrada se debe dividir el valor eficaz medido entre la ganancia del amplificador.

$$V_{Iruido_{rms}} = \frac{V_{Oruido_{rms}}}{G} = \frac{347,6mV}{200} = 1,73mV$$

Es decir, que la perturbación introducida a través del sumador a la salida del amplificador es equivalente a una fuente de ruido senoidal de 50Hz de frecuencia y voltaje eficaz 1,73mV (sin tener en cuenta la componente continua) que interfiere a la salida del puente de galgas de la célula de carga.

Este nivel de ruido es significativamente elevado, puesto que en una situación real el ruido a la salida del puente se acopla en modo común y este valor de 1,73mV correspondería al efecto del desbalanceo de impedancias de la fuente diferencial, que típicamente es muy reducido.

Para poder conocer el nivel de ruido que se está introduciendo respecto al nivel de señal se toma el peor caso posible dentro de las medidas realizadas en este trabajo. El peor escenario posible se da con el valor de masa mínimo utilizado, es decir, con la masa de 0,5Kg, ya que es la que menor nivel de señal de salida presenta. Para ese caso concreto se muestra en la figura 3.73 la señal de entrada al ADA2200.



**Figura 3.73.** Señal de entrada INP para una masa de 0,5Kg.

En la figura 3.73 se aprecia que el voltaje eficaz de la señal de entrada al ADA2200 (es decir, tras el amplificador) es de 45,81mV. Si se traslada ese valor a la entrada del amplificador se obtiene el voltaje eficaz de la señal de salida del puente.

$$V_{Opuente_{rms}} = \frac{V_{INP_{rms}}}{G} = \frac{45,81mV}{200} = 0,23mV$$

Este valor concuerda con el calculado (sin componente continua) a partir del voltaje máximo a la salida del puente medido en la tabla 3.9 para una masa de 0,5Kg. En la medida realizada se obtiene 0,46mV de valor máximo a la salida del puente. Si se resta la componente continua, el valor máximo sería 0,23mV y el mínimo -0,23mV, por lo que el valor eficaz será:

$$V_{Opuente_{rms}} = \sqrt{\frac{V_{O_{m\acute{a}x}}^2 + V_{O_{m\acute{i}n}}^2}{2}} = \sqrt{\frac{(0,23mV)^2 + (-0,23mV)^2}{2}} = 0,23mV$$

Si comparamos los niveles eficaces de la informaci3n (0.23mV) y de la se1al de ruido (1,73mV), podemos comprobar que esta 3ltima es un 752,17% m1s grande que la primera, es decir, el ruido introducido mediante este tono es m1s de 7 veces superior. Si expresamos esta relaci3n en decibelios tenemos:

$$20 \log \frac{V_{Opuente_{rms}}}{V_{Iruido_{rms}}} = 20 \log \frac{0,23mV}{1,73mV} = -17,52dB$$

Queda claro que se est1 sometiendo al sistema a un nivel de ruido importante. S3lo queda comprobar c3mo va a responder este ante dicha perturbaci3n.

### Medidas

Las medidas correspondientes al caso de una fuente de ruido senoidal de 50Hz se muestran en la tabla 3.13. En ella aparecen de nuevo los valores medidos sin fuente de ruido. Se recuerda que para cada fuente de ruido se ha llevado a cabo una toma completa de medidas, de manera que se han repetido las medidas sin ruido para que las condiciones de medida sean las mismas en cada caso y poder comparar de forma precisa los resultados.

PESO (Kg)	SALIDA DIFERENCIAL (mV)		SALIDA DIFERENCIAL (Kg) S=95,88mV/Kg		OUTP - GND (V)		OUTN - GND (V)		OUTP - V <sub>OCM</sub> (mV)		OUTN - V <sub>OCM</sub> (mV)	
	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido
0,5	47,9	48,2	0,4995	0,5027	1,6503	1,6506	1,6026	1,6022	0,2	0,33	-47,3	-47,5
1	95,8	96,1	0,9991	1,0022	1,6744	1,6749	1,5786	1,5784	23,9	24,2	-71,3	-71,5
2,5	239,6	240,0	2,4989	2,5031	1,7461	1,7466	1,5065	1,5062	95,9	96,13	-143,4	-143,7
5	479,3	479,8	4,9989	5,0041	1,8656	1,8662	1,3864	1,3859	215,7	215,9	-263,2	-263,5

**Tabla 3.13.** Medidas tomadas con ruido seno de 50Hz.

Se aprecia en la tabla 3.13 que la diferencia de voltaje en la salida diferencial entre las medidas sin ruido y con ruido para todos los valores de masa usados es de d3cimas de milivoltio. Sabiendo que la sensibilidad del sistema es de 95,88 mV/Kg y que, por lo tanto, una d3cima de milivoltio representa 1,04g de masa, se calcula el valor de los errores absolutos y relativos representados por las siglas *E* y *E<sub>r</sub>* respectivamente.

- **0,5Kg:**

$$E_{\text{entre medidas}} = \frac{V_{O_{\text{con ruido}}} - V_{O_{\text{sin ruido}}}}{S} = \frac{48,2\text{mV} - 47,9\text{mV}}{95,88 \text{ mV/Kg}} = 0,0031\text{Kg} = 3,1\text{g}$$

$$E_{\text{sin ruido}} = M_{\text{medida sin ruido}} - M_{\text{ideal}} = 0,4995\text{Kg} - 0,5\text{Kg} = -0,0005\text{Kg} = -0,5\text{g}$$

$$E_{r_{\text{sin ruido}}} = \frac{E_{\text{sin ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{-0,0005\text{Kg}}{0,5\text{Kg}} = -0,001 \Rightarrow E_{r_{\text{sin ruido}}} = -0,1\%$$

$$E_{\text{con ruido}} = M_{\text{medida con ruido}} - M_{\text{ideal}} = 0,5027\text{Kg} - 0,5\text{Kg} = 0,0027\text{Kg} = 2,7\text{g}$$

$$E_{r_{\text{con ruido}}} = \frac{E_{\text{con ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{0,0027\text{Kg}}{0,5\text{Kg}} = 0,0054 \Rightarrow E_{r_{\text{con ruido}}} = 0,54\%$$

- **1Kg:**

$$E_{\text{entre medidas}} = \frac{V_{O_{\text{con ruido}}} - V_{O_{\text{sin ruido}}}}{S} = \frac{96,1\text{mV} - 95,8\text{mV}}{95,88 \text{ mV/Kg}} = 0,0031\text{Kg} = 3,1\text{g}$$

$$E_{\text{sin ruido}} = M_{\text{medida sin ruido}} - M_{\text{ideal}} = 0,9991\text{Kg} - 1\text{Kg} = -0,0009\text{Kg} = -0,9\text{g}$$

$$E_{r_{\text{sin ruido}}} = \frac{E_{\text{sin ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{-0,0009\text{Kg}}{1\text{Kg}} = -0,0009\text{Kg} \Rightarrow E_{r_{\text{sin ruido}}} = -0,09\%$$

$$E_{\text{con ruido}} = M_{\text{medida con ruido}} - M_{\text{ideal}} = 1,0022\text{Kg} - 1\text{Kg} = 0,0022\text{Kg} = 2,2\text{g}$$

$$E_{r_{\text{con ruido}}} = \frac{E_{\text{con ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{0,0022\text{Kg}}{1\text{Kg}} = 0,0022 \Rightarrow E_{r_{\text{con ruido}}} = 0,22\%$$

- **2,5Kg:**

$$E_{\text{entre medidas}} = \frac{V_{O_{\text{con ruido}}} - V_{O_{\text{sin ruido}}}}{S} = \frac{240,0\text{mV} - 239,6\text{mV}}{95,88 \text{ mV/Kg}} = 0,0041\text{Kg} = 4,1\text{g}$$

$$E_{\text{sin ruido}} = M_{\text{medida sin ruido}} - M_{\text{ideal}} = 2,4989\text{Kg} - 2,5\text{Kg} = -0,0011\text{Kg} = -1,1\text{g}$$

$$E_{r_{\text{sin ruido}}} = \frac{E_{\text{sin ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{-0,0011\text{Kg}}{2,5\text{Kg}} = -0,00044 \Rightarrow E_{r_{\text{sin ruido}}} = -0,044\%$$

$$E_{\text{con ruido}} = M_{\text{medida con ruido}} - M_{\text{ideal}} = 2,5031\text{Kg} - 2,5\text{Kg} = 0,0031\text{Kg} = 3,1\text{g}$$

$$E_{r_{\text{con ruido}}} = \frac{E_{\text{con ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{0,0031Kg}{2,5Kg} = 0,00124 \Rightarrow E_{r_{\text{con ruido}}} = 0,124\%$$

▪ **5Kg:**

$$E_{\text{entre medidas}} = \frac{V_{O_{\text{con ruido}}} - V_{O_{\text{sin ruido}}}}{S} = \frac{479,8mV - 479,3mV}{95,88 mV/Kg} = 0,0052Kg = 5,2g$$

$$E_{\text{sin ruido}} = M_{\text{medida sin ruido}} - M_{\text{ideal}} = 4,9989Kg - 5Kg = -0,0011Kg = -1,1g$$

$$E_{r_{\text{sin ruido}}} = \frac{E_{\text{sin ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{-0,0011Kg}{5Kg} = -0,00022 \Rightarrow E_{r_{\text{sin ruido}}} = -0,022\%$$

$$E_{\text{con ruido}} = M_{\text{medida con ruido}} - M_{\text{ideal}} = 5,0041Kg - 5Kg = 0,0041Kg = 4,1g$$

$$E_{r_{\text{con ruido}}} = \frac{E_{\text{con ruido}}}{M_{\text{ideal}}} = \frac{0,0041Kg}{5Kg} = 0,00082 \Rightarrow E_{r_{\text{con ruido}}} = 0,082\%$$

**Observaciones**

1. El error cometido entre las medidas realizadas sin ruido y con ruido no se mantiene constante, salvo para 0,5Kg y 1Kg. Después aumenta al aumentar la masa, siendo de 4,1g y 5,2g para 2,5Kg y 5Kg respectivamente. Este efecto podría explicarse desde la perspectiva de una no linealidad en la función de transferencia del amplificador, de manera que, para valores altos de la salida, al añadir la fuente de ruido nos encontremos en una zona de la función que es menos lineal y genera valores superiores de distorsión. Para intentar comprobar si este efecto se debe a una no linealidad, se realiza una comprobación con una fuente de ruido de igual frecuencia, pero de amplitud 0,2V y nivel de continua también de 0,2V. Si con dicha interferencia no se observa ese aumento diferente entre unos pesos y otros es que efectivamente se trata de una no linealidad. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 3.14.

PESO (K(g))	SALIDA DIFERENCIAL (mV)	
	Sin ruido	Con ruido
0,5	47,9	48,1
1	95,9	96,1
2,5	239,7	239,9
5	479,1	479,3

**Tabla 3.14.** Salida para una fuente de ruido de 50Hz, 0,2V de amplitud y 0,2V DC.

Se comprueba que, efectivamente, para un nivel de interferencia menor el aumento en el valor de salida con ruido se mantiene constante en 0,2mV aproximadamente para todos los pesos medidos. Además de no producirse esa variación en los pesos de 2,5Kg y 5Kg, comprobamos que al disminuir el nivel de la fuente de ruido disminuye el nivel de salida, tal y como dicta la lógica. En este caso, la diferencia entre la amplitud de 0,5V y 0,2V de la señal de ruido se traduce en una disminución a la salida de 0,1mV en el segundo caso con respecto al primero.

2. Si nos fijamos en los voltajes medidos, vemos que la salida aumenta ligeramente al introducir la interferencia. Se debe al aumento en el valor eficaz de la señal de entrada al añadir la fuente de ruido. Si parte de esta señal añadida no es rechazada por el filtro paso-banda ni el filtro paso-bajo de salida, esta será trasladada a la salida junto con la señal válida.
3. El error absoluto sin ruido se hace cada vez más negativo a medida que aumenta la masa. Esto mismo ocurría con la fuente de ruido de continua. De hecho, se obtienen en este caso los mismos valores de error ya que las medidas sin ruido coinciden con el caso de ruido de continua.
4. El error relativo sin ruido es muy pequeño, como consecuencia de los pequeños errores absolutos obtenidos.
5. En cuanto al error absoluto cometido cuando se añade la fuente de ruido, primero disminuye al aumentar la masa de 0,5Kg a 1Kg, tal y como ocurría en el caso de la fuente de ruido de continua. Sin embargo, para 2,5Kg y 5Kg el error aumenta con el aumento de masa. La explicación está de nuevo en la no linealidad comentada en el punto 1 de estas conclusiones.
6. El error relativo con ruido máximo es muy pequeño, siendo del 0,124% para una masa de 2,5Kg.

### **Conclusiones**

Al igual que con la fuente de ruido de continua, los errores absolutos obtenidos en las medidas sin ruido se encuentran dentro del margen de incertidumbre calculado para cada valor de masa en el apartado 3.2.8.

El sistema continúa siendo capaz de rechazar casi por completo el efecto de la perturbación, a pesar de que esta supone un aumento de la señal hasta siete veces superior a la entrada sin ruido, como en el caso concreto de la masa de 0,5Kg. Este aumento se puede visualizar y cuantificar en kilogramos observando las señales de entrada medidas mediante osciloscopio cuando está activa la fuente de ruido. Se presenta en la figura 3.74, a modo de ejemplo, la señal de entrada para un peso de 1Kg.



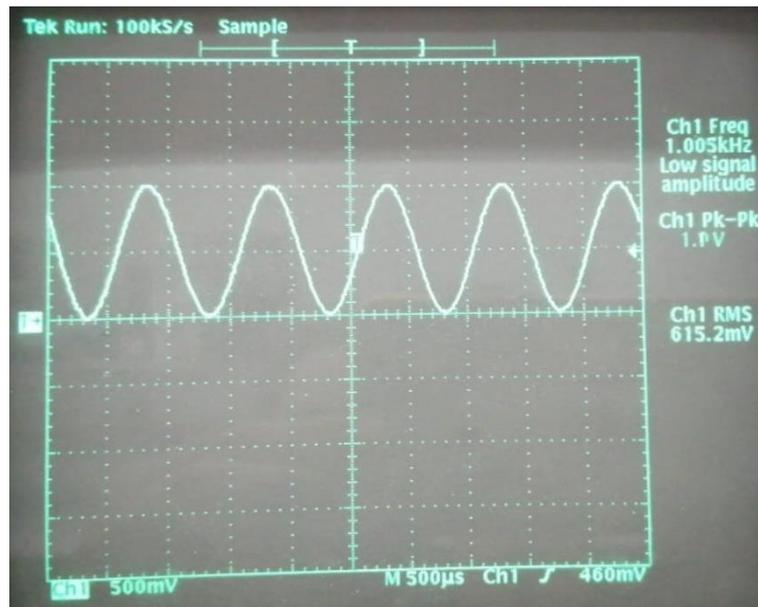
**Figura 3.74.** Señal de entrada INP para una masa de 1Kg y ruido seno de 50Hz.

El valor eficaz de la señal de entrada para una masa de 1Kg cuando se añade la fuente de ruido de 50Hz vemos que es de 357,3mV, cuando la entrada sin ruido correspondiente a ese valor de masa es de 93,7mV (tabla 3.9). Si no tenemos en cuenta la expresión dada por el fabricante para obtener el valor de salida en función del valor eficaz de entrada y, simplemente aplicamos la sensibilidad directamente sobre el voltaje eficaz en *INP*, obtenemos que una entrada de 357,3mV equivaldría aproximadamente a 3,726Kg. Tenemos una diferencia de 2,726Kg respecto al valor real.

En la práctica el cambio en la salida supone un aumento de 3,1g con respecto a la salida sin ruido.

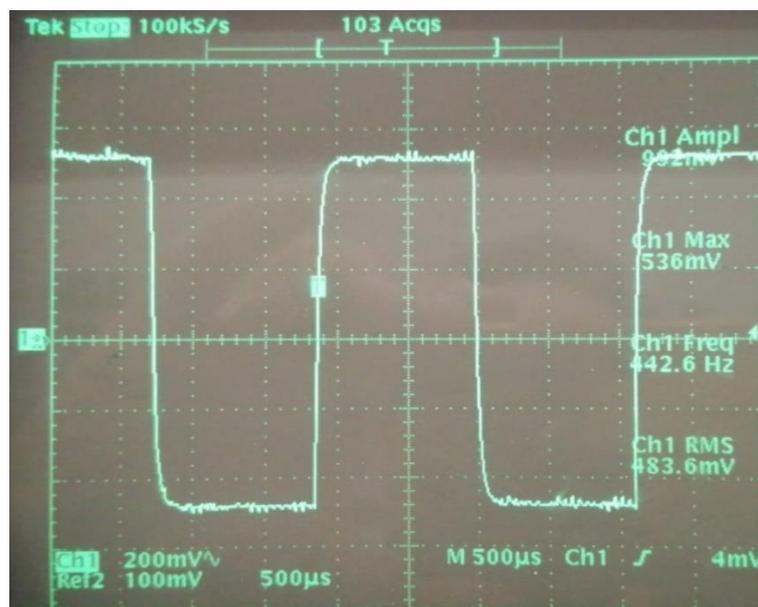
### 3.2.9.3. Ruido onda seno de frecuencia 1KHz, 1Vpp y componente continua de 0.5V

En este caso se usa una señal de frecuencia superior a la de referencia, buscando simular una perturbación externa que afecte a nuestro sistema de medida. El ruido aplicado consiste en un tono de frecuencia de 1KHz, con una amplitud de 0,5V y montado sobre una componente de continua también de valor 0,5V, con el objetivo de no introducir señales negativas al amplificador sumador. En la figura 3.75 se puede visualizar la señal utilizada.

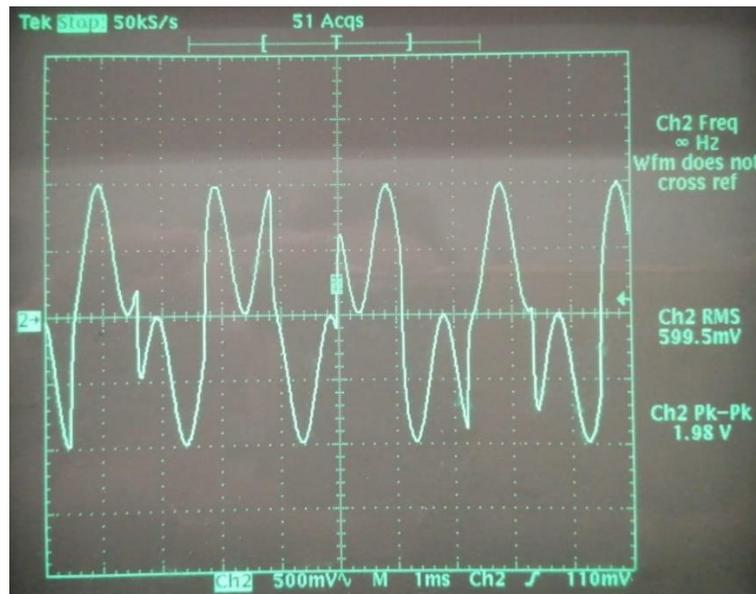


**Figura 3.75.** Tono de 1KHz,  $1V_{pp}$  y componente continua de 0,5V.

El resultado de añadir esta fuente de ruido a la entrada del sumador y posteriormente añadirse a la señal amplificada de salida del puente se puede observar en el ejemplo de la figura 3.76, en la que se representa la entrada *INP* al ADA2200 sin ruido y con ruido añadido para el caso de una masa aplicada de 5Kg.



(a)



(b)

**Figura 3.76.** Señal de entrada INP para 5Kg: (a) Sin ruido; (b) Con ruido de 1KHz.

Vemos que la señal queda totalmente deformada por la presencia de la interferencia, provocando un aumento del valor eficaz de la señal de entrada.

El nivel de ruido introducido es el mismo que en el del punto anterior, ya que los niveles de voltaje de la señal son los mismos. Lo que varía en este caso es la frecuencia, que se sitúa por encima de la frecuencia de referencia. En este aspecto es donde debemos centrar el análisis, para averiguar hasta qué punto el filtro paso-banda rechaza este tono de 1KHz.

### Medidas

Las medidas correspondientes al caso de una fuente de ruido senoidal de 1KHz, se muestran en la tabla 3.15.

PESO (Kg)	SALIDA DIFERENCIAL (mV)		SALIDA DIFERENCIAL (Kg) S=95,88mV/Kg		OUTP - GND (V)		OUTN - GND (V)		OUTP - V <sub>OCM</sub> (mV)		OUTN - V <sub>OCM</sub> (mV)	
	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido	Sin ruido	Con ruido
0,5	47,9	48,1	0,4995	0,5016	1,6505	1,6508	1,6026	1,6028	0,31	0,5	-47,3	-47,4
1	95,9	96,1	1,0002	1,0022	1,6744	1,6748	1,5786	1,5788	24,2	24,3	-71,4	-71,4
2,5	239,7	240,0	2,5	2,5031	1,7460	1,7466	1,5066	1,5066	95,9	96,2	-143,3	-143,5
5	479,2	479,6	4,9968	5,0010	1,8654	1,8660	1,3867	1,3865	215,5	215,9	-263,0	-263,4

**Tabla 3.15.** Medidas tomadas con ruido seno de 1KHz.

Sólo se analizará la variación que se produce a la salida entre la medida sin ruido y la medida con ruido. Si comparamos estas medidas con las de la fuente de 50Hz, podemos ver que los errores son más o menos de la misma magnitud o, por lo menos, no hay diferencias significativas que requieran un estudio nuevo.

En cuanto a las diferencias de voltaje entre las medidas sin ruido y con ruido para todos los valores de masa usados, esta sigue siendo de décimas de milivoltio.

- **0,5Kg:**

$$E_{entre\ medidas} = \frac{V_{O_{conruido}} - V_{O_{sinruido}}}{S} = \frac{48,1mV - 47,9mV}{95,88\ mV/Kg} = 0,002Kg = 2g$$

- **1Kg:**

$$E_{entre\ medidas} = \frac{V_{O_{conruido}} - V_{O_{sinruido}}}{S} = \frac{96,1mV - 95,9mV}{95,88\ mV/Kg} = 0,002Kg = 2g$$

- **2,5Kg:**

$$E_{entre\ medidas} = \frac{V_{O_{conruido}} - V_{O_{sinruido}}}{S} = \frac{240,0mV - 239,7mV}{95,88\ mV/Kg} = 0,0031Kg = 3,1g$$

- **5Kg:**

$$E_{entre\ medidas} = \frac{V_{O_{conruido}} - V_{O_{sinruido}}}{S} = \frac{479,6mV - 479,2mV}{95,88\ mV/Kg} = 0,0041Kg = 4,1g$$

### **Observaciones**

Si se comparan los errores cometidos al incluir la fuente de ruido con los obtenidos en el caso de un tono de 50Hz, se ve que los valores son levemente inferiores. Podría corresponder en este caso que los errores bajasen con respecto a la fuente de 50Hz, ya que 1KHz se encuentra más alejado de la frecuencia de referencia y debería sufrir un nivel de atenuación aún mayor. De esto se hablará en el análisis frecuencial del apartado 3.2.10.

De nuevo se observa el aumento del valor del error para las masas más grandes. Con el fin de corroborar el efecto de no linealidad del amplificador, se toman en este caso también, unas nuevas medidas reduciendo la amplitud de la interferencia a 0,2V y la componente continua también a 0,2V. Los valores obtenidos se muestran en la tabla 3.16.

PESO (K(g))	SALIDA DIFERENCIAL (mV)	
	Sin ruido	Con ruido
0,5	47,9	48,0
1	95,8	95,9
2,5	239,7	239,8
5	479,3	479,4

**Tabla 3.16.** Salida para una fuente de ruido de 1KHz, 0,2V de amplitud y 0,2V DC.

Efectivamente, con esta nueva fuente de ruido se igualan los errores producidos por esta. Se comprueba que el efecto de añadir dicha fuente es aumentar la salida en 0,1mV. Ya no se produce esa diferencia de 4 o 5 décimas de milivoltio entre las masas pequeñas y las grandes.

Además, si recordamos las medidas de la tabla 3.14. correspondientes a la fuente de 50Hz con amplitud 0,2V, se puede comprobar que el aumento del nivel de salida recogido en la tabla 3.16 es ligeramente inferior (de 0,1mV frente a 0,2mV para 50Hz). Esto concuerda con las medidas tomadas en la tabla 3.15 y lo comentado al principio de estas observaciones, en las que se aprecia una influencia menor en la salida por parte de la fuente de ruido de 1KHz en comparación con el caso de 50Hz.

### **Conclusiones**

Ya se comprobó que para una fuente de ruido de 50Hz, inferior a la frecuencia de referencia, el sistema se comportaba de forma correcta y eliminaba casi por completo el efecto de la interferencia. En esta ocasión se ha verificado que para una fuente de ruido a una frecuencia superior a la de referencia el sistema se sigue comportando de forma correcta, proporcionando unos valores de salida dentro de unos márgenes muy aceptables e incluso reduciendo el error cometido con respecto a la fuente de 50Hz.

Cómo ya se ha comentado, los niveles de ruido para el caso de 50Hz y el de 1KHz son los mismos, ya que los valores de amplitud y de componente continua son los mismos. Lo que se ha modificado es la frecuencia, que en el caso de un amplificador *lock-in*, es un parámetro sensible, pues dependiendo de dónde se sitúe la interferencia esta va a afectar en mayor o menor medida. En este caso, para 1KHz, se aprecia un ligero descenso en la señal de salida con respecto al caso de 50Hz, por lo que se puede concluir que, como se esperaba, la posición en el espectro de la componente de ruido influye en el nivel de interferencia a la salida, siendo este menor cuanto más alejado se encuentre el ruido de la frecuencia de referencia.

### 3.2.9.4. Barrido de frecuencia para comprobar el margen de funcionamiento del sistema en función del valor de frecuencia en el que se sitúe la interferencia.

Se sabe de la teoría del amplificador *lock-in* que cualquier señal de frecuencia igual o próxima a la de referencia del sistema se trasladará al origen de frecuencias y modificará el valor de la salida. En este apartado se pretende obtener, de forma experimental, el ancho de banda alrededor de la frecuencia de referencia dentro del cual una interferencia supondría un funcionamiento no aceptable del sistema.

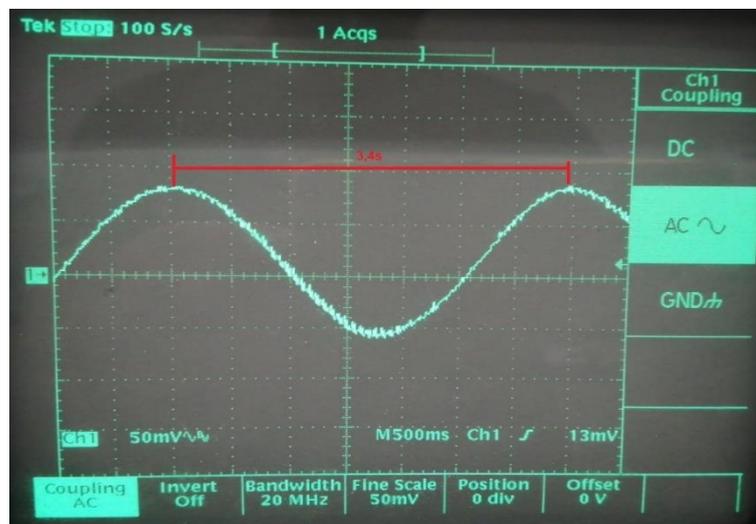
Se ha comprobado que, en principio, frecuencias alejadas de la referencia no afectan de forma considerable al valor de salida (aunque hay excepciones como veremos más adelante). Por lo tanto, no es necesario verificar frecuencia por frecuencia el efecto producido por la interferencia. Es más sencillo situar una perturbación en la frecuencia de referencia e ir aumentando y disminuyendo la misma hasta que desaparezcan los efectos perturbadores a la salida. Cuando esto ocurra, se habrá encontrado el valor superior e inferior de frecuencia respecto a la de referencia para los cuales son aceptables los efectos de la interferencia en la salida del sistema.

Para llevar a cabo las medidas se ha usado una masa de 2,5Kg y un tono senoidal de 0,5V de amplitud y 0,5V de nivel de continua, con una frecuencia inicial de 442,5Hz, es decir, la frecuencia de referencia del sistema.

#### ***Frecuencia igual a la frecuencia de referencia: $f_{RCLK} = 442,5\text{Hz}$***

Se parte añadiendo al sistema una interferencia situada a la misma frecuencia que la señal de referencia con el objetivo de corroborar que, efectivamente, si esto ocurriese la salida sería errónea.

Para observar el efecto que produce, se mide con el osciloscopio la salida *OUT+* tras el filtro paso-bajo. El resultado se muestra en la figura 3.77.



**Figura 3.77.** Salida *OUT+* para una interferencia senoidal de 442,5Hz.

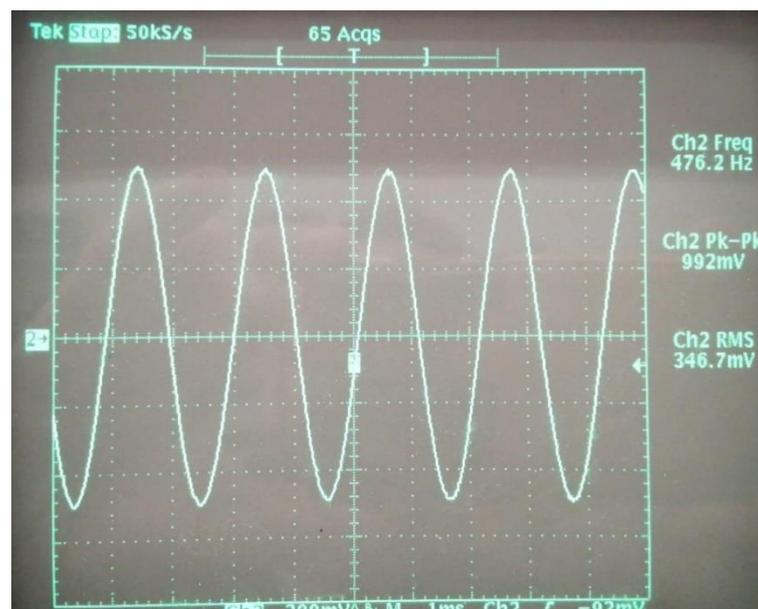
La interferencia se traduce en una oscilación a la salida de frecuencia  $1/3,5s = 0,28Hz$ . La interferencia se sitúa prácticamente en el origen de frecuencias, modificando por completo la información válida. Esto se ve reflejado en la medida tomada con el voltímetro entre  $OUT+$  y  $OUT-$ , siendo imposible leer un valor estable.

El valor de frecuencia obtenido en la oscilación se debe a la diferencia entre el valor deseado (442,5Hz) y el entregado por el generador de funciones. Es muy complicado poder seleccionar un valor de frecuencia exacto mediante el generador de funciones, así que esa pequeña diferencia se traduce en una oscilación de muy baja frecuencia. Si fuese posible obtener 442,5Hz exactos, entonces la interferencia se colocaría justo en el origen de frecuencias sumándose a la información y mediríamos un valor fijo, sin oscilación, pero erróneo.

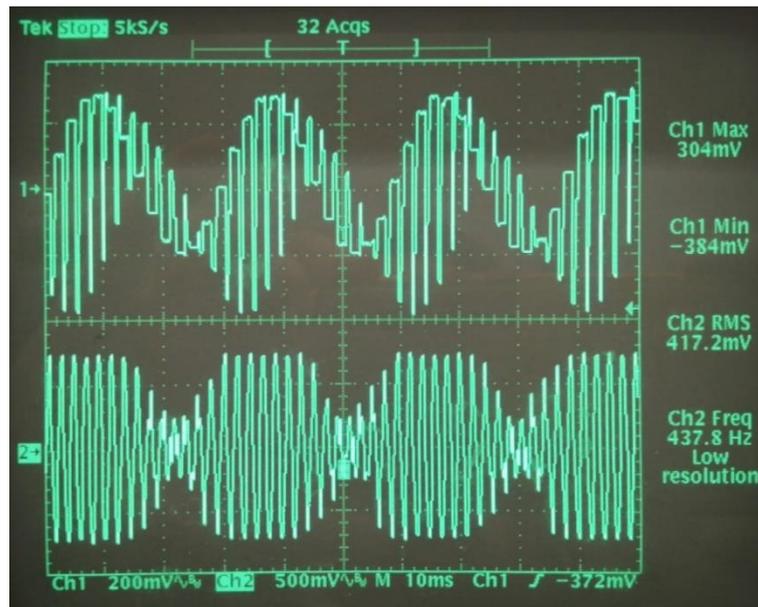
### ***Frecuencia superior***

Partiendo de la frecuencia de referencia se va aumentando el valor de la misma hasta comprobar que la salida no oscila y se puede obtener un valor válido dentro de unos márgenes aceptables. Esto, para el caso del límite superior, ocurre para una frecuencia de 476Hz aproximadamente. A partir de esa frecuencia la salida es legible, a pesar de seguir variando en décimas de milivoltio, que traducido a unidades de masa son variaciones del orden de 1,04g.

En las siguientes figuras se muestra la señal de interferencia introducida y la salida  $OUTP$  resultante.



**Figura 3.78.** Interferencia senoidal de 476Hz y 0,5V de amplitud.



**Figura 3.79.** Salida *OUTP* (CH1) frente a entrada *INP* (CH2).

Observando la figura 3.79, se puede ver como la señal de salida *OUTP* oscila. En esta ocasión se ha tomado la señal antes del filtro paso-bajo para ver también qué ocurre en la señal escalonada. Se aprecia de forma clara la oscilación de la envolvente de *OUTP*, la cual puede ser determinada de forma bastante aproximada si aumentamos la imagen de la salida, tal y como se muestra en la figura 3.80.

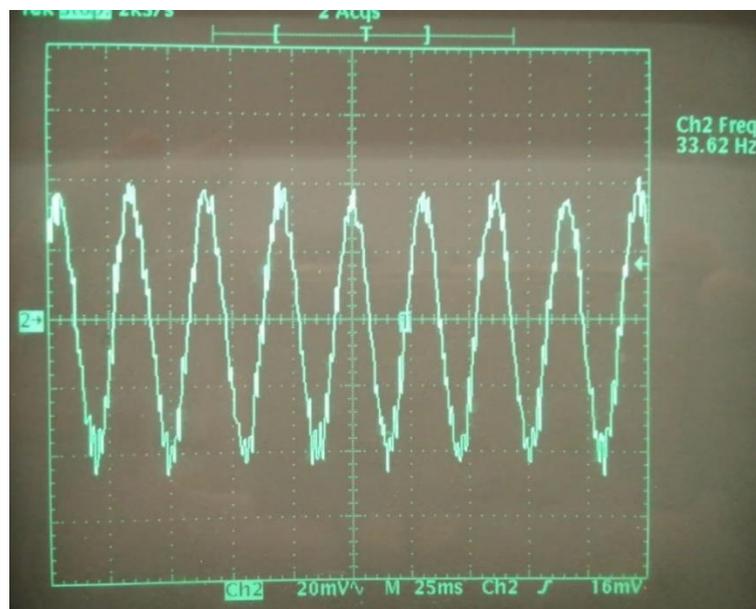


**Figura 3.80.** Salida *OUTP*.

La envolvente de *OUTP* tiene una frecuencia de  $1/29,5ms = 33,8Hz$  aproximadamente. Es decir, que introducir una interferencia de 476Hz equivale a obtener una señal de unos 33Hz a la salida. Este valor representa la diferencia entre la frecuencia de interferencia y la de referencia aproximadamente:  $476,2Hz - 442,5Hz = 33,7Hz$ .

En el apartado 3.2.10 correspondiente al análisis de frecuencia, se verá cómo se produce este traslado del espectro.

Por lo tanto, aparece a la salida una señal de unos 33Hz que interfiere sobre la información. Sin embargo, la onda mostrada en la figura 3.80 corresponde a la señal antes del filtro paso-bajo de salida, por lo que esa perturbación de 33Hz aún debe atravesar dicho filtro cuya frecuencia de corte es de 10Hz. Si se consulta la respuesta en frecuencia de la figura 3.10 se verá que la interferencia de 33Hz queda sometida a una atenuación de -10dB aproximadamente. Hay que tener en cuenta que la interferencia llega al filtro paso-bajo ya atenuada en un cierto nivel por el filtro paso-banda del ADA2200. Aun así, parte de la señal se presenta en la salida medida por el voltímetro, el cual recoge la oscilación presente en ella. Comprobamos esta afirmación observando la señal tras el filtro paso-bajo de salida.



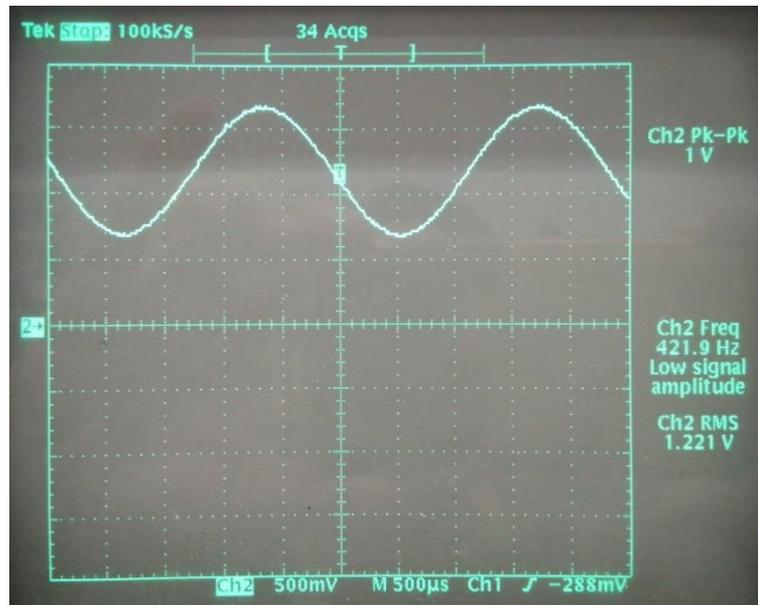
**Figura 3.81.** Salida *OUT+*.

Efectivamente, la señal de salida oscila con una frecuencia de 33Hz aproximadamente y una amplitud de casi 40mV. La diferencia entre *OUT+* y *OUT-* es la oscilación que se manifiesta en la medida diferencial del voltímetro.

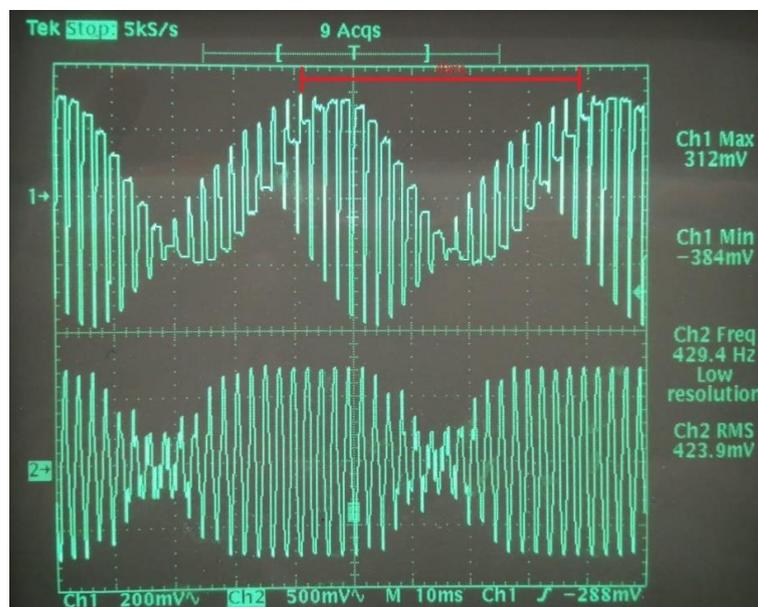
### ***Frecuencia inferior***

Aplicando la misma forma de proceder que antes, partimos de la frecuencia de referencia y vamos disminuyendo en este caso el valor de la misma hasta comprobar que la salida es legible y se puede obtener un valor válido dentro de unos márgenes aceptables. Esto, para

el caso del límite inferior, ocurre para una frecuencia de 421Hz aproximadamente. A partir de ese punto hacia frecuencias inferiores la salida es legible. Este valor, al igual que el superior obtenido antes, representa un límite en el que la salida aún varía unas décimas de milivoltio, pero cuya oscilación puede llegar a ser aceptable y desde luego no es comparable a la que se produce a partir de dichos valores hacia la frecuencia de referencia. En las siguientes figuras se muestra la señal de interferencia introducida y la salida *OUTP* resultante frente a la entrada *INP*.



**Figura 3.82.** Interferencia senoidal de 421Hz y 0,5V de amplitud montada sobre  $V_{OCM}$ .



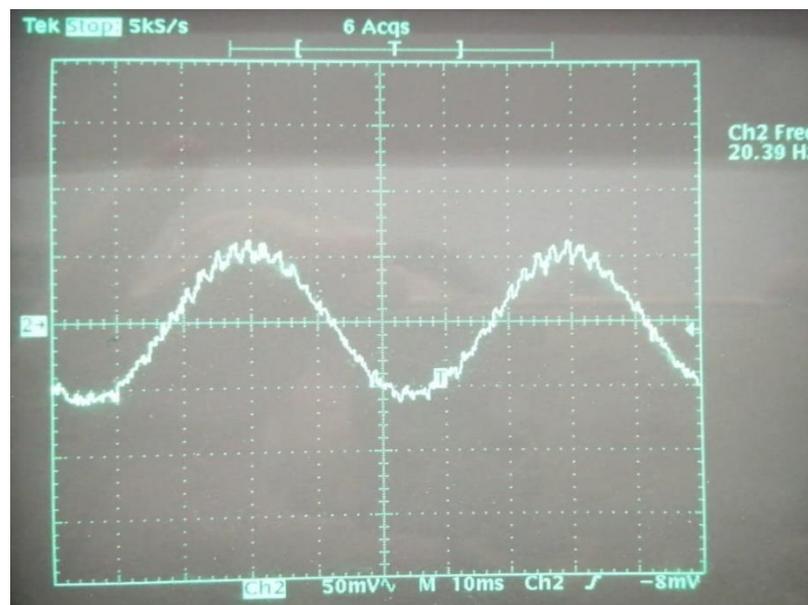
**Figura 3.83.** Salida *OUTP* (CH1) frente a entrada *INP* (CH2).

En la figura 3.82 se representa la interferencia montada sobre la  $V_{OCM}$ , es decir, la señal de salida del sumador.

En cuanto a la figura 3.83, de nuevo se visualiza la señal de salida  $OUTP$  frente a la entrada INP. Se mide, al igual que antes, la frecuencia de la envolvente que hace oscilar a la señal de salida, obteniendo un valor de  $1/49ms = 20,4Hz$ . Esta frecuencia es la diferencia entre la interferencia y la señal de referencia:

$$442,5Hz - 421,9Hz = 20,6Hz.$$

La señal vendrá atenuada del filtro paso-banda y será nuevamente atenuada por el filtro paso-bajo de salida. Aun así, de nuevo se presenta una pequeña oscilación a la salida, observable en la medida tomada mediante el voltímetro. En la figura 3.84 se puede observar la oscilación en  $OUT+$  tras el filtro paso-bajo.



**Filtro 3.84.** Salida  $OUT+$  para una interferencia seno de 421Hz.

En frecuencias por debajo de los 421Hz, esa oscilación desaparece y sólo se aprecia un pequeño aumento del nivel de salida sin oscilación, como el observado en los casos de 50Hz y un 1KHz ya estudiados.

### 3.2.9.5. Interferencias en frecuencias múltiplo de la frecuencia de referencia

Se lleva a cabo una última prueba consistente en introducir interferencias del mismo tipo que las ya usadas, es decir, tonos puros, pero en esta ocasión a frecuencias múltiplos de la frecuencia de referencia.

Volviendo a la teoría del amplificador *lock-in*, cuando la señal de referencia del demodulador síncrono era una onda cuadrada se creaban unas ventanas en los múltiplos

impares de la frecuencia fundamental en las que, si caía alguna interferencia dentro de ellas, estas eran trasladadas al origen de frecuencias por el demodulador, manifestándose en la señal de salida. Algo similar ocurre en el caso del ADA2200, pero con algunas diferencias.

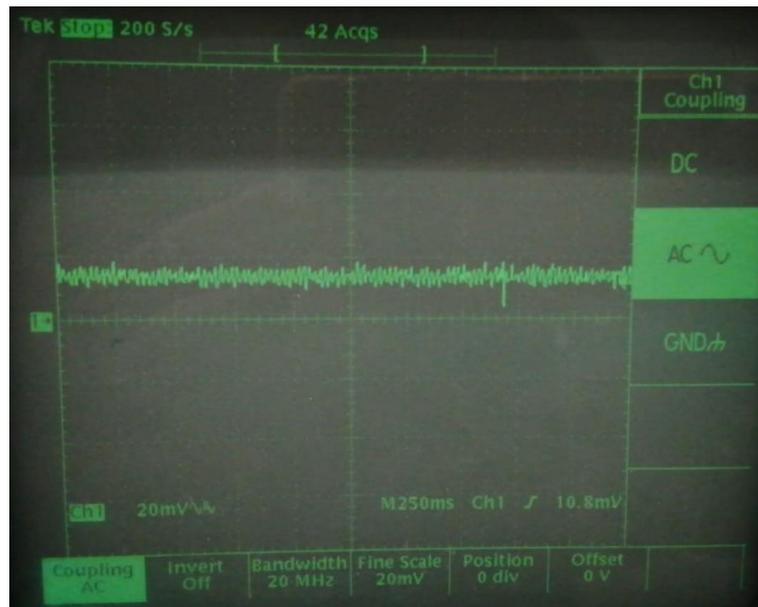
El ADA2200 no realiza la demodulación mediante la multiplicación de la señal de referencia con la información modulada. Se lleva a cabo mediante el muestreo y la retención de las muestras de salida, proceso en el que se mantiene la cuarta muestra (de las 8 que hay) durante 5 periodos de muestreo.

Ya se estudió este procedimiento en la explicación del mezclador del ADA2200 en el apartado 3.1.5.5 del capítulo 3 de este trabajo. Ahí se vio que el resultado de ese muestreo y retención era una sucesión de imágenes de la señal de salida centradas en múltiplos de la frecuencia de referencia. Eso provocaba que la información, cuya portadora es igual a la señal de referencia, se trasladase al origen de frecuencias. Sin embargo, este efecto se va a extender a cualquier frecuencia múltiplo de la de referencia, ya que algunas de las sucesivas imágenes resultantes del muestreo trasladarán a esos múltiplos al origen de frecuencias, lo que supone interferir de forma manifiesta sobre la información válida.

Este efecto tiene un límite impuesto por los filtros *antialiasing* de entrada y paso-banda del ADA2200. El primero va a “impedir” (las atenuaría, pero no las bloquea completamente) que ingresen señales de frecuencia superior a  $f_{SO}/2 = 1770\text{Hz}$ . Este hecho ya limita las frecuencias múltiplo de la referencia solamente al doble, 885Hz, y al triple, 1327,5Hz. Las frecuencias  $4f_{RCLK}$  y sucesivas serán rechazadas en gran medida por el filtro paso-bajo de entrada.

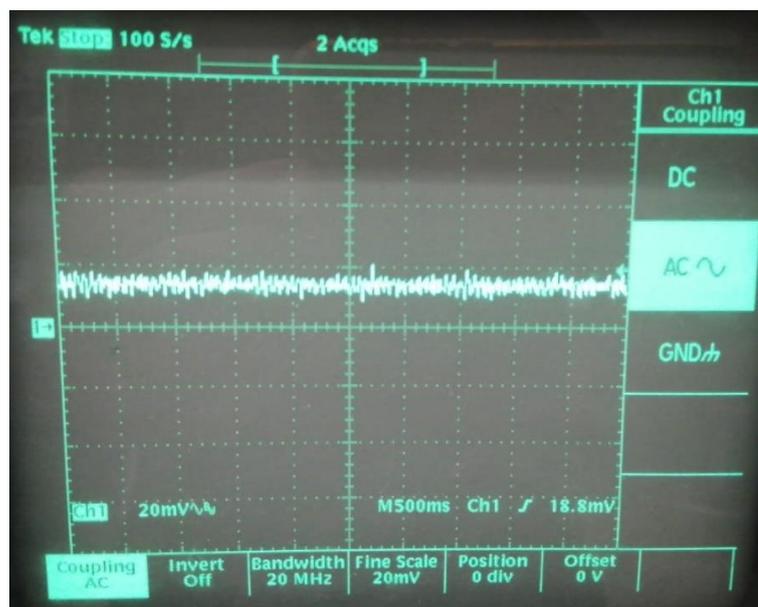
En cuanto al filtro paso-banda, el nivel de interferencia dependerá de la atenuación que aplique este filtro a las frecuencias mencionadas. El problema reside en que por mucho que este filtro atenúe la interferencia, al estar estas situadas en múltiplos de la frecuencia de referencia y trasladarse al origen de frecuencias van a ser capaces de superar el filtro paso-bajo de salida, por lo que se van a reflejar de forma clara en la señal medida.

Con el objetivo de ser capaces de entender el efecto que produce sobre la salida este tipo de perturbaciones, se van a mostrar primero imágenes de la señal de salida *OUT+* (salida tras el filtro paso-bajo) en ausencia de fuente de ruido y para una fuente de ruido de 1KHz. De esta manera se podrán comparar con las que obtengamos al introducir interferencias de frecuencia múltiplo de la de referencia.



**Figura 3.85.** Salida  $OUT+$  en ausencia de ruido.

En la figura 3.85 se muestra la señal correspondiente a la salida en ausencia de ruido. Se ha omitido la componente continua, por lo que no importa a qué valor de peso corresponde. Interesa fijarse en la oscilación presente, la cual se debe al ruido inherente en el aparato de medida. Es un rizado presente en todo momento en el osciloscopio.



**Figura 3.86.** Señal  $OUT+$  para una fuente de ruido seno de 1KHz.

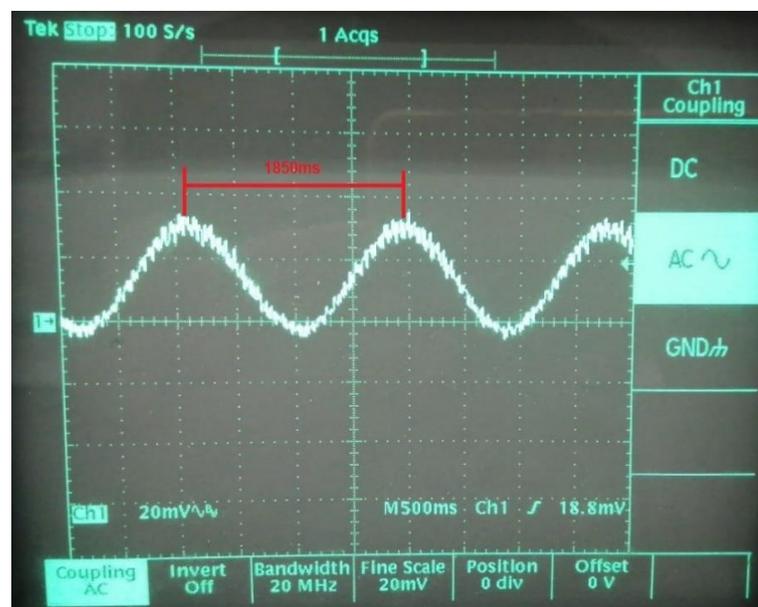
En la figura 3.86 se muestra otro ejemplo de salida tras el filtro paso-bajo. En este caso se trata de la salida con una fuente de interferencia seno de 1KHz. Se puede comprobar que la señal es la misma que en el ejemplo anterior de la figura 3.85.

Teniendo ya la visión de lo que sería una salida “normal”, se procede a visualizar las señales de salida al aplicar unas interferencias senoidales de 0,5V de amplitud, nivel de continua de 0,5V y frecuencias de 885Hz, 1327Hz y 1770Hz.

Todas las pruebas se han realizado con un valor de masa de 5Kg.

**Interferencia al doble de la frecuencia de referencia:  $2f_{RCLK} = 885\text{Hz}$**

Se introduce una interferencia de frecuencia 885Hz, es decir, del doble de la frecuencia de referencia. El resultado a la salida de los filtros paso-bajo,  $OUT+$  y  $OUT-$ , se muestra en la figura 3.87. Concretamente, se visualiza la salida  $OUT+$  respecto a masa mediante el osciloscopio.



**Figura 3.87.** Salida  $OUT+$  para una interferencia de  $2f_{RCLK}$ .

La figura 3.87 muestra una oscilación de frecuencia  $1/1,85\text{s} = 0,54\text{Hz}$ . Este valor representa la diferencia entre la frecuencia de la interferencia y la de referencia. La dificultad de seleccionar con el generador de funciones una frecuencia de un valor exacto de 885Hz impide que la interferencia sea exactamente el doble de la frecuencia de referencia y se traslade al cero de frecuencia. La pequeña diferencia entre lo que se desea (885Hz) y lo que el generador de funciones da, son esos 0,54Hz que visualizamos en el osciloscopio a la salida del sistema. Es decir, que la señal de ruido de casi 885Hz que se

introduce a la entrada del ADA2200 es trasladada por el mezclador a la frecuencia de 0,54Hz.

Al medir la salida con el voltímetro la lectura oscila continuamente en un margen de 100mV. Esto supone, en unidades de masa, una oscilación de 1,04Kg. La salida es totalmente inválida.

Se debería esperar el mismo efecto sobre la salida que en el caso de introducir una frecuencia de interferencia igual a la de referencia. En ese caso la salida se volvía completamente ilegible. Sin embargo, en el caso que nos ocupa, aunque se produce una oscilación, podemos ir leyendo en cierta medida los valores por los que pasa la salida. La respuesta a este comportamiento radica en el efecto del filtro paso-banda. Este filtro va a atenuar la interferencia situada en  $2f_{RCLK}$  antes de que entre al mezclador y sea trasladada al origen de frecuencias. Sin embargo, en el caso de la interferencia en  $f_{RCLK}$ , el filtro paso-banda no actúa sobre esta ya que su banda de paso se encuentra centrada precisamente en  $f_{RCLK}$ . De ahí que la influencia sobre la salida sea mucho mayor en un caso que en otro, aunque ambas se sitúen tras el mezclador en frecuencias muy parecidas. Esto se verá con detalle en el análisis frecuencial del apartado 3.2.10.

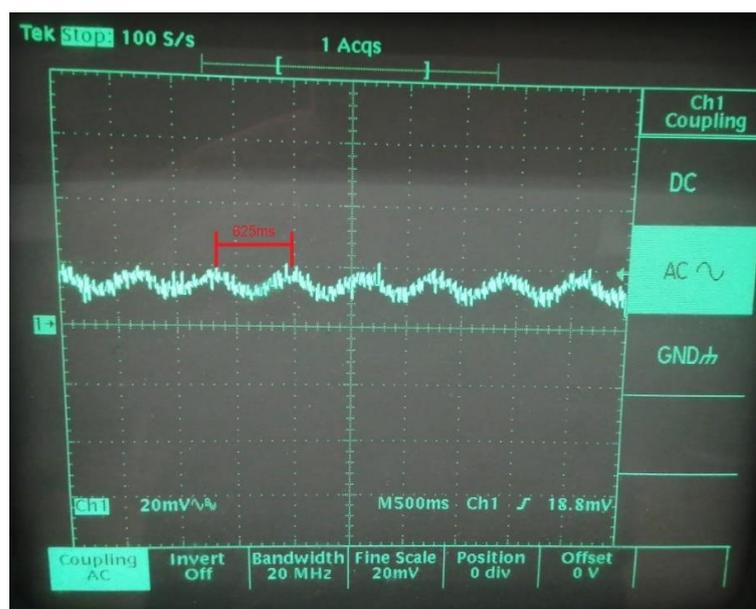
### ***Interferencia al triple de la frecuencia de referencia: $3f_{RCLK}=1327,5Hz$***

Se continúa el estudio introduciendo en el sistema una nueva fuente de ruido, en este caso de frecuencia  $3f_{RCLK} = 1327,5Hz$ . La interferencia debería ser trasladada por el mezclador al origen de frecuencias y modificar la salida válida. Para que esto ocurra, la primera condición que se debe cumplir es que la interferencia no sea “eliminada” por el filtro *antialiasing* de entrada del ADA2200. Esto se cumple, como se vio al principio del presente apartado.

La segunda condición es que el filtro paso-banda no atenúe la interferencia a un nivel que resulte despreciable su aportación a la salida.

Las observaciones experimentales indican que la interferencia se traslada al origen y que además interfiere en la salida.

En la figura 3.88 se muestra la señal de salida *OUT+* tras el filtro paso-bajo.



**Figura 3.88.** Salida  $OUT+$  para una interferencia de  $3f_{RCLK}$ .

Se observa que la oscilación en la salida en este caso es de  $1/625ms = 1,6Hz$ . Efectivamente, se ha trasladado la interferencia al origen de frecuencias.

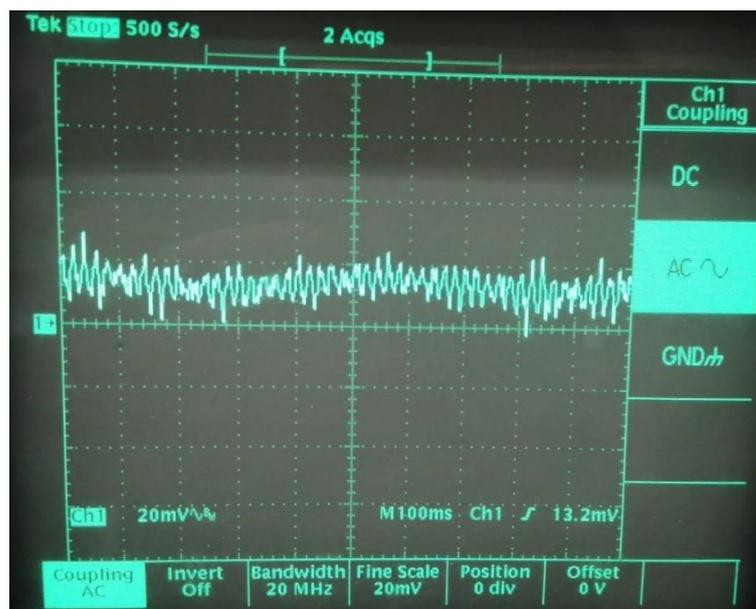
En cuanto al nivel de perturbación que genera sobre la señal, la medida con el voltímetro muestra una oscilación en el valor de salida con un margen de unos 10mV, es decir, diez veces menos que en el caso de la interferencia en  $2f_{RCLK}$ . Esto tiene mucho sentido, ya que antes del mezclador esta señal se encuentra más alejada de la frecuencia de referencia que en el caso de  $2f_{RCLK}$  y, por lo tanto, más alejada del centro de la banda de paso del filtro paso-banda, por lo que va a sufrir una atenuación mayor que el caso anterior. Esa atenuación se traduce en una menor perturbación a la salida, concretamente en una décima parte de la atenuación con  $2f_{RCLK}$ .

La evidencia de este razonamiento la encontramos en la propia señal representada en la figura 3.90. Si la comparamos con la de la figura 3.87, vemos que el nivel de oscilación es menor, siendo en este caso de unos 10mV pico a pico, mientras que en el caso de  $2f_{RCLK}$  la oscilación llegaba a los 40mV pico a pico.

#### **Interferencia al cuádruple de la frecuencia de referencia: $4f_{RCLK} = 1770Hz$**

Esta interferencia no debería afectar a la salida, como ya se comentó antes. La frecuencia  $4f_{RCLK}$  coincide con el valor  $f_{SO}/2$  que es el inicio de la banda suprimida del filtro de entrada del ADA2200, por lo que la interferencia se ve sometida a una atenuación por debajo de -80dB.

En la figura 3.89 podemos observar la señal de salida medida en  $OUT+$ .



**Figura 3.89.** Salida  $OUT+$  para una interferencia de  $4f_{RCLK}$ .

Se aprecia una leve ondulación en la envolvente de la señal, pero la salida medida con el voltímetro es estable y correcta.

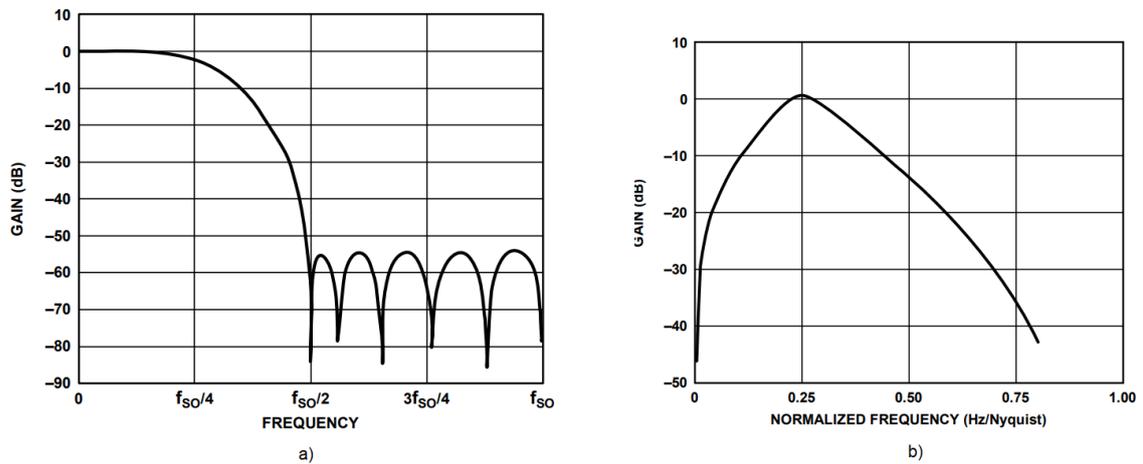
### 3.2.10. Análisis en frecuencia del efecto esperado sobre la información al añadir las fuentes de ruido estudiadas.

El objetivo de este apartado es el de visualizar en el dominio de la frecuencia de qué manera el sistema es capaz de rechazar los tonos de interferencia estudiados en el punto 3.2.9 de este capítulo. Por supuesto, también se analizará por qué los tonos situados en múltiplos de la frecuencia de referencia son capaces de interferir en la salida.

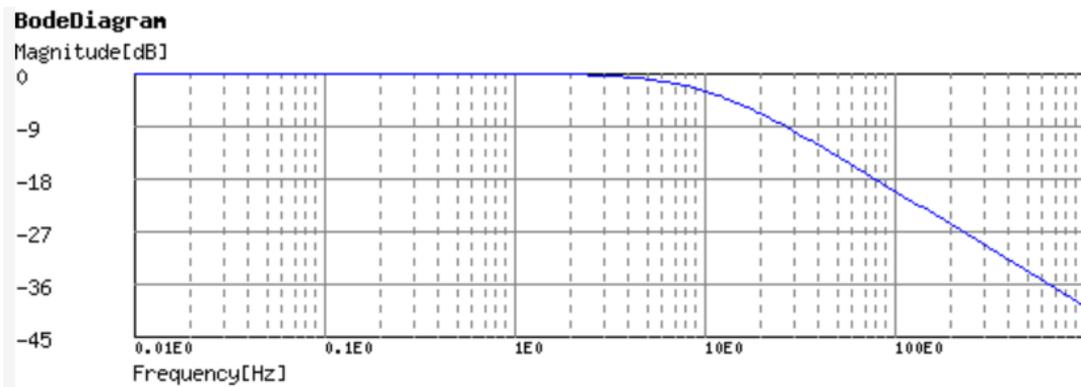
Para saber qué ocurre y de qué manera el sistema rechaza o no esas perturbaciones, se hace uso de Matlab para representar las señales en el dominio de la frecuencia. Tal y como se hizo en el punto 3.1.5.5 del capítulo 3, para visualizar mejor los espectros y por comodidad a la hora de trabajar con Matlab, en las figuras se han escalado los valores de frecuencia tomando como referencia la frecuencia  $CLKIN$ , la cual pasa de valer 400KHz a 4096Hz. De esta manera la  $f_{SI} = f_{CLKIN}/16 = 256\text{Hz}$ , la  $f_{SO} = f_{SI}/8 = 32\text{Hz}$  y la  $f_{RCLK} = f_{SO}/8 = 4\text{Hz}$ .

Si se parte del análisis realizado con el mezclador podemos recordar que el resultado a la salida de este era una sucesión de imágenes de la información centradas en los múltiplos de la frecuencia de referencia. En esa ocasión el estudio se realizó únicamente con la señal de información y sin tener en cuenta la acción de los filtros del ADA2200. Además, se hizo uso de una señal de referencia senoidal.

Ahora se añadirán las distintas fuentes de ruido utilizadas, aplicaremos la acción de los filtros sobre ellas y utilizaremos una referencia cuadrada tal y como sucede en nuestra aplicación. Con el fin de facilitar la comprensión del análisis se recuperan las respuestas en frecuencia del filtro paso-bajo de entrada, del filtro paso-banda y del filtro paso-bajo de salida.



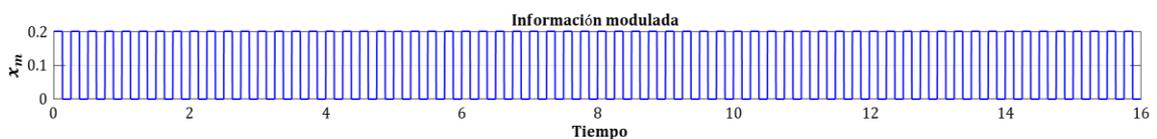
**Figura 3.90.** Respuesta en frecuencia de los filtros del ADA2200: (a) Respuesta en frecuencia del filtro de diezclado. (b) Respuesta en frecuencia por defecto del filtro IIR paso-banda.



**Figura 3.91.** Respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo de salida.

Se van a analizar los efectos de las fuentes de ruido aplicadas en el apartado 3.2.9 una a una, con el objetivo de obtener una explicación al comportamiento del sistema ante cada una de ellas.

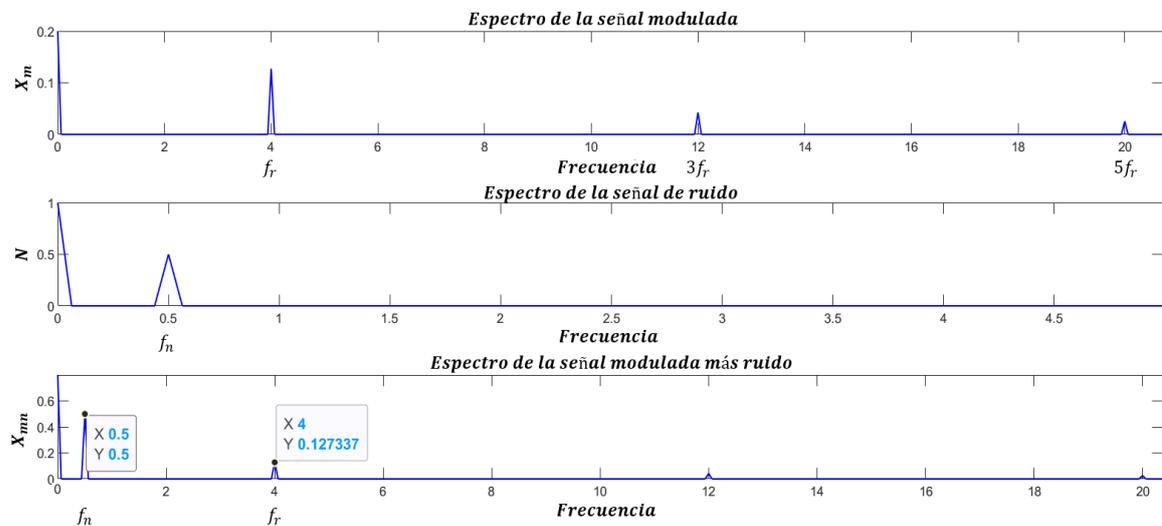
Se parte de una entrada de información de 0,2V que modula una portadora cuadrada de igual frecuencia que la señal de referencia  $f_{RCLK}$ , denominada en las figuras  $f_r$ . En la figura 3.92 se muestra la representación temporal de la información modulada mediante  $RCLK$ .



**Figura 3.92.** Representación temporal de la señal de información modulada.

Se comienza el estudio para una fuente de ruido senoidal de 50Hz (0,5Hz en las figuras). Las conclusiones que se obtengan serán aplicables a la fuente de 1KHz e incluso al nivel de continua.

En la figura 3.93 se muestra el espectro de la señal modulada, del ruido de 50Hz (0,5Hz) y de la suma de ambos.

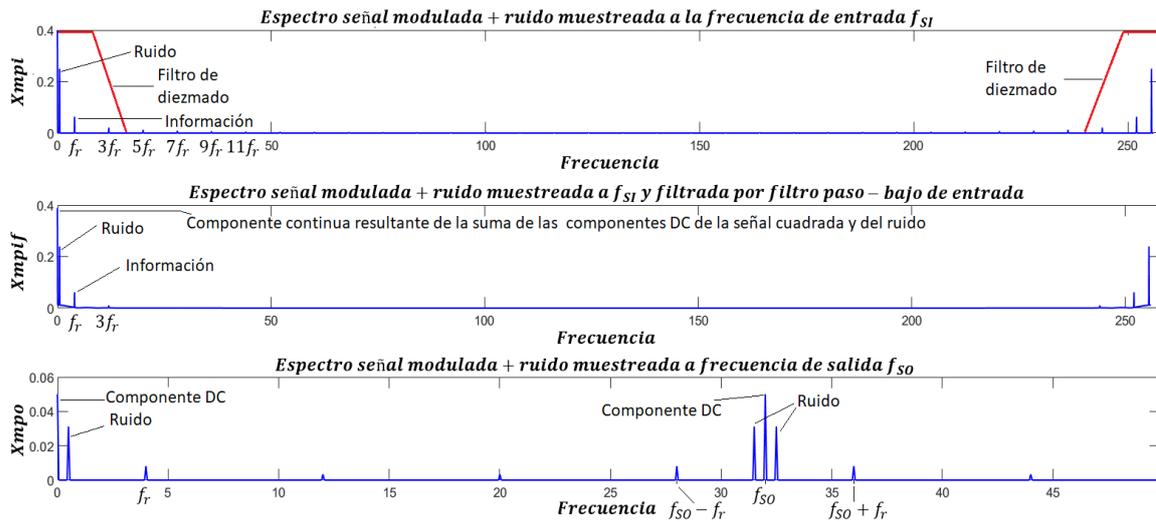


**Figura 3.93.** Representación espectral de las señales de información modulada, ruido y suma de ambas.

A continuación, el ADA2200 muestrea la entrada (señal modulada + ruido) a una frecuencia  $f_{SI} = 25\text{KHz}$  (256Hz en las figuras) y a la señal resultante le aplica un filtro paso-bajo FIR y un diezmado que reduce la tasa de muestreo a una octava parte,  $f_{SO} = f_{SI}/8$  ( $f_{SO} = 32\text{Hz}$  en las figuras). Este filtro realiza una función *antialiasing* evitando que ingresen al sistema componentes con frecuencias superiores a la mitad de la tasa de muestreo de salida  $f_{SO}$ . Esto significa, en este caso, que las frecuencias por encima del tercer armónico de la onda cuadrada quedarán extremadamente atenuadas.

En este punto hay que advertir que los filtros usados en Matlab para reproducir el comportamiento espectral del sistema son aproximaciones a los usados en el ADA2200 y, aunque se han fijado las frecuencias de corte en proporción al sistema real, el comportamiento en frecuencia de los mismos es sólo una aproximación, ya que el objetivo de esta representación no es obtener una simulación completamente fiel a la realidad, sino poder visualizar de forma gráfica cómo el sistema elimina el ruido introducido. Por lo tanto, nos fijaremos en el eje de las frecuencias y no tanto en el de la amplitud. El uso de Matlab simplemente obedece al objetivo de facilitar la tarea de representación de señales.

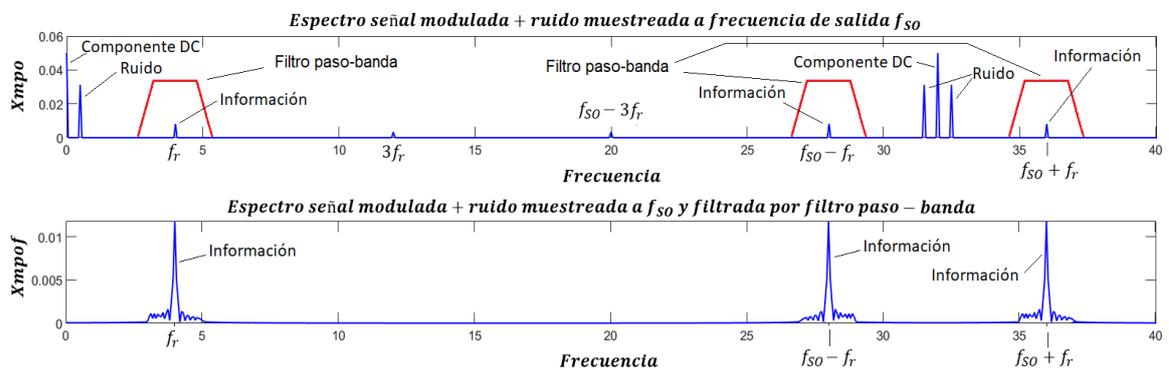
El resultado de las operaciones realizadas por el filtro paso-bajo de entrada, antes descritas, se puede visualizar en la figura 3.94.



**Figura 3.94.** Espectro de la señal modulada más el ruido antes y después del filtro de diezmado.

La gráfica inferior de la figura 3.94 representa la señal modulada más el ruido, filtrada a través del filtro *antialiasing* de entrada y diezmada a un octavo de la frecuencia de muestreo de entrada, por lo que las imágenes se encuentran centradas en  $f_{SO} = 3540\text{Hz}$  (32Hz en las figuras). Sobre este espectro se aplica el filtro paso-banda centrado en la frecuencia de referencia.

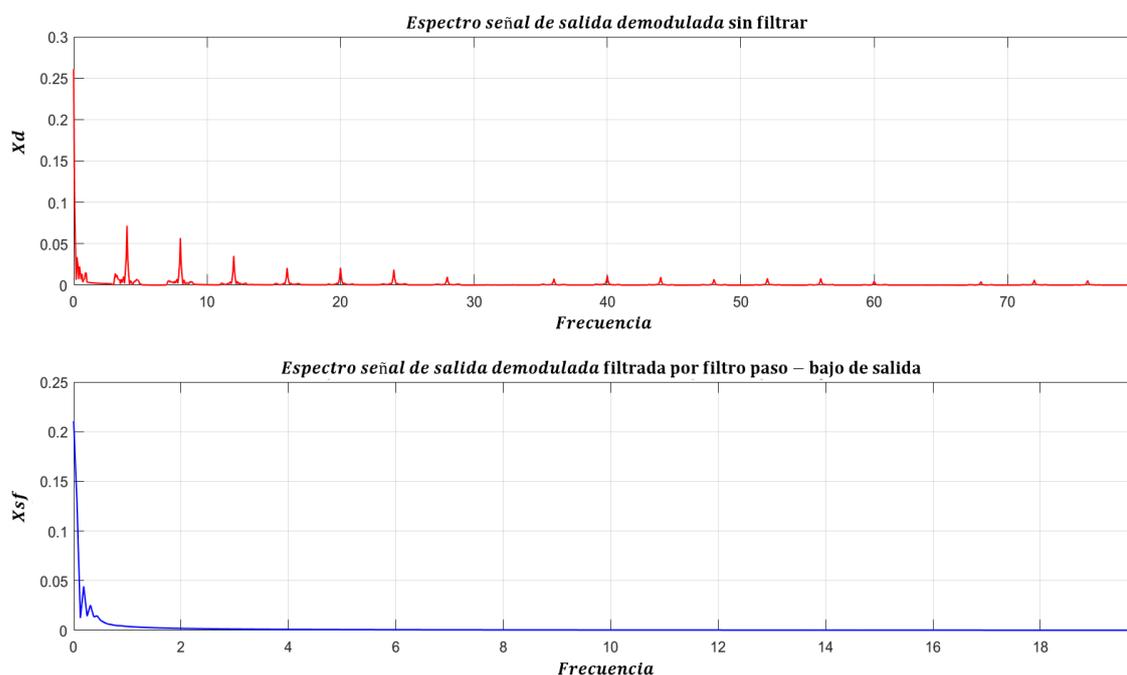
En la figura 3.95 se amplía la imagen de la última gráfica para ver bien la acción del filtro paso-banda y también se muestra el resultado a su salida.



**Figura 3.95.** Espectro de la señal modulada más el ruido antes y después del filtro paso banda.

En esta última imagen obtenida ya no aparece la componente de ruido y tampoco se ve la componente continua del propio ruido y de la señal cuadrada que ejercía de portadora de la información. Sólo aparece la señal de interés y sus imágenes.

A partir de aquí la señal entra en el mezclador donde es desplazada al origen de frecuencias y posteriormente es filtrada por el filtro paso bajo de salida, tal y como se muestra en la figura 3.96.



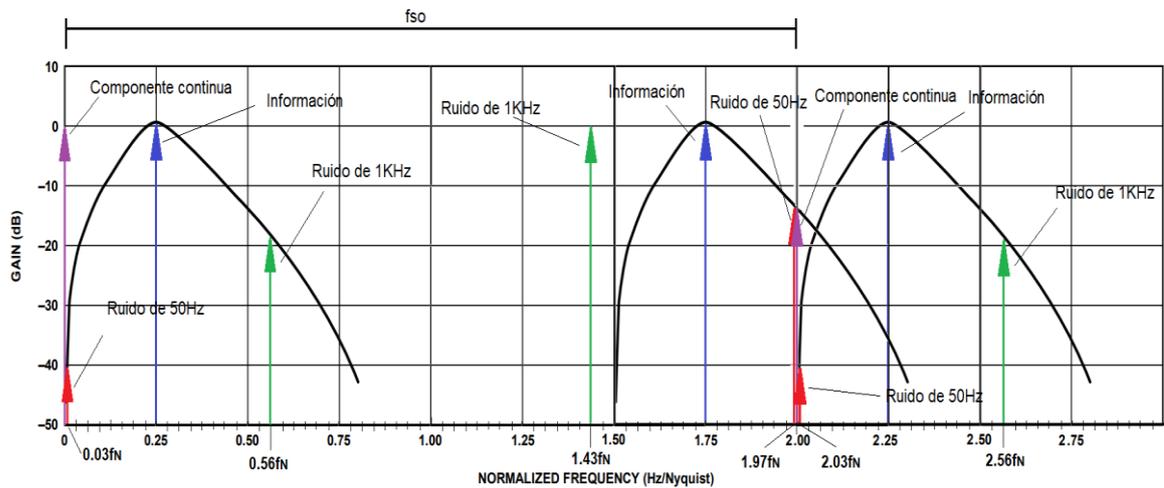
**Figura 3.96.** Espectro de la señal de salida antes y después del filtro paso-bajo de salida.

En la imagen superior de la figura 3.96 se representa la señal de salida antes del filtro paso-bajo, la cual corresponde a la señal escalonada proporcionada por el ADA2200. Vemos que la información tiene imágenes en múltiplos de la frecuencia de referencia, siendo la situada en el origen la de mayor nivel. Esto se debe a la retención especial practicada en el *sample&hold* del mezclador del ADA2200 que se estudió en el punto 3.1.5.5 del presente capítulo.

En la imagen inferior de la figura 3.96 se muestra la señal de salida tras el filtro paso-bajo situado en la placa de evaluación. Podemos observar que sólo aparece la componente continua que porta la información.

Sin embargo, la imagen de la acción del filtro paso-banda, mostrada en la figura 3.95, es una imagen ideal que no se cumple en la práctica, donde el ancho de banda del filtro permite que parte de las señales no deseadas ingresen, aunque sea de forma muy atenuada.

Para poder observar la acción del filtro, en la figura 3.97 se han superpuesto las componentes de las fuentes de ruido de continua, 50Hz y un 1KHz, así como la señal de información, sobre la respuesta en frecuencia del filtro paso-banda para las imágenes situadas en el origen de frecuencias y en  $f_{SO}$ . De esta manera nos podremos hacer una idea de la atenuación que sufrirá cada una de ellas.



**Figura 3.97.** Atenuación de las componentes de ruido debido al filtro paso-banda.

La gráfica de la figura 3.97 está normalizada a la frecuencia de Nyquist, que tiene un valor de  $f_N = f_{SO}/2$ . La frecuencia de referencia y, por tanto, la información válida, se sitúa en  $0,25f_N$ . Se ha visto en la imagen de osciloscopio de la señal de entrada *INP* que la frecuencia de referencia real es de unos 442,5Hz (y no 390,625Hz como marca la teoría del ADA2200). Esto implica que  $f_{SO}$  valdrá ocho veces más, es decir, 3540Hz aproximadamente, por lo que  $f_N$  será igual a 1770Hz.

Se sabe que la componente de ruido y la información se sitúan a ambos lados de los múltiplos de la frecuencia de muestreo  $f_{SO} = 2f_N$ .

Para la imagen del filtro centrada en  $0,25f_N$  la interferencia de 50Hz (componentes rojas en la figura 3.97) se situará 392,5Hz ( $442,5\text{Hz} - 50\text{Hz} = 392,5\text{Hz}$ ) más a la izquierda de la frecuencia central del filtro, es decir, en  $0,03f_N$  aproximadamente. El ruido de 1KHz (componentes verdes en la figura 3.97), sin embargo, se sitúa a 557,5Hz de la frecuencia central, lo que significa que se encuentra  $0,31f_N$  de dicha frecuencia, es decir, a  $0,56f_N$  del origen. Por último, la interferencia en continua se encuentra, por supuesto, en el origen de frecuencias (componentes moradas de la figura 3.97).

En cuanto a las imágenes del filtro situadas en  $1,75f_N$  y  $2,25f_N$  (alrededor de  $f_{SO} = 2f_N$ ), las imágenes de la interferencia de 50Hz se situarán a  $1,97f_N$  y a  $2,03f_N$ . La interferencia de 1KHz se situará a  $1,43f_N$  y a  $2,56f_N$ . Y la componente continua se encontrará en la frecuencia de muestreo  $f_{SO} = 2f_N$ .

En la figura 3.97 se aprecia, aproximadamente, la atenuación que sufrirá cada fuente de ruido.

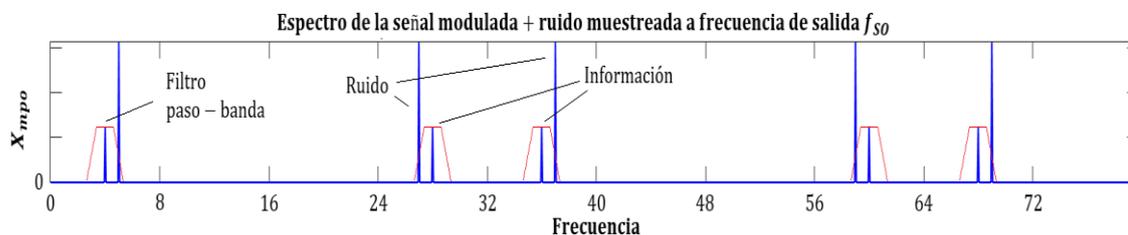
De la fuente de 50Hz hay imágenes que son eliminadas, sin embargo, otras sí pasan, aunque con una atenuación de -20dB aproximadamente.

Para la fuente de 1KHz, la imagen a  $1,43f_N$  queda completamente fuera del filtro por lo que es fuertemente atenuada. No obstante, hay dos imágenes que quedan dentro del ancho de banda del filtro atenuadas en unos -20dB aproximadamente.

Con la componente continua sucede algo parecido, quedando fuera la situada en el origen de frecuencias, pero pasando la situada en  $2f_N$ .

Una vez que se ha comprobado que las fuentes de ruido utilizadas pueden llegar a superar el filtro paso-banda en mayor o menor medida, se pasa a visualizar qué les sucede a estas componentes al atravesar el mezclador.

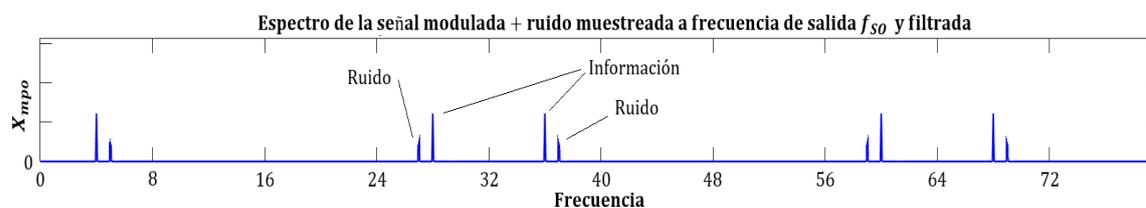
Se parte de la situación presentada en la figura 3.24 (c) del punto 3.1.5.5 de este capítulo, en el que se explicaba el funcionamiento del mezclador del ADA2200. En esa figura se mostraba la señal de entrada (sin ruido) muestreada a la frecuencia  $f_{SI}$  y diezmada a un octavo, quedando reducida su frecuencia de muestreo a  $f_{SO}$ . En ese apartado se obvió la aplicación del filtro antialiasing de entrada. Aquí se va a suponer que se ha aplicado y que la interferencia ha superado dicho filtro por encontrarse dentro de la banda de paso. Dicho esto, se recupera la mencionada figura, pero añadiendo el espectro de la interferencia. También supondremos que la señal de referencia, y por lo tanto la portadora, es un tono senoidal sin componente continua en lugar de una señal cuadrada, con el objetivo de simplificar el estudio. La diferencia entre una referencia y otra radica en la componente continua y los armónicos que añade al espectro la señal cuadrada. La componente continua se sumaría con la de la señal de interferencia y correría la misma suerte que esta. En cuanto a los armónicos, se sitúan en múltiplos impares de la frecuencia de referencia y quedarían fuertemente atenuados salvo el tercero que sufriría una atenuación menor y que se sumaría al nivel de la información.



**Figura 3.98.** Espectro de la información+ruido muestreada a  $f_{SI}$  y diezmada.

Tras el diezmado el espectro consiste en una serie de imágenes de la información y el ruido centrados en múltiplos de la frecuencia de muestreo  $f_{SO}$ . Recordemos que en el ejemplo la frecuencia de referencia es igual a 4Hz y la de muestreo tras el diezmado  $f_{SO}$  es de 32Hz. En cuanto a la interferencia, se le ha asignado una frecuencia de 5Hz.

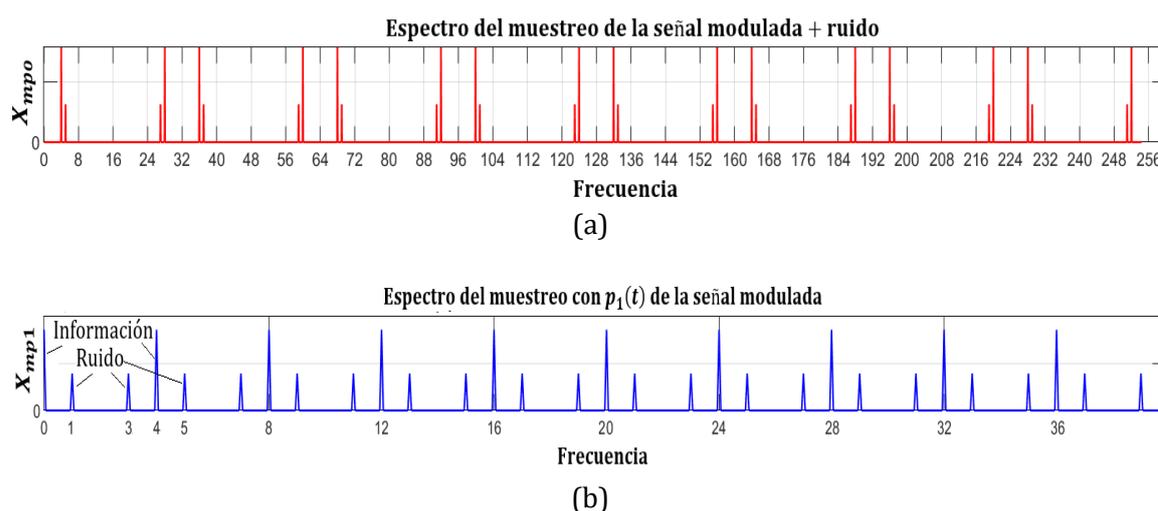
En la figura se ha incluido una aproximación del filtro paso-banda centrado en la frecuencia de referencia. En este punto se hace la suposición de que la interferencia queda atenuada por el filtro, pero sigue presentando a su salida un nivel a tener en cuenta, tal y como se aprecia en la figura 3.99.



**Figura 3.99.** Espectro de la información + ruido tras el filtro paso-banda.

Finalmente, la señal válida más el ruido ingresan en el mezclador. Lo que sucede ahí se trató en el apartado 3.1.5.5. La señal pasa por un *sample&hold* que la muestrea y la retiene a la frecuencia  $f_{SO}$ . Esto se podía interpretar como cuatro señales de muestreo separadas que muestreaban cada una a la señal de información+ruido y a las que se les aplicaba una retención determinada. El resultado era la superposición de las cuatro señales muestreadas y retenidas.

Muestrear la información+ruido a la frecuencia de referencia daba como resultado una sucesión de imágenes centradas en múltiplos de  $f_{RCLK}$ , lo que trasladaba la información al origen de frecuencias. En la figura 3.100 se muestra la señal de entrada al mezclador junto con el espectro de uno de estos muestreos.



**Figura 3.100.** Espectro de la señal de entrada al mezclador y su muestreo: (a) Espectro de la señal de entrada al mezclador. (b) Espectro del muestreo con  $p_1(t)$ .

La figura 3.100 muestra un efecto importante sobre la interferencia. En el ejemplo partíamos de una señal modulada a 4Hz y una interferencia situada a 5Hz. En el espectro de la figura 3.100 se observa cómo el ruido que a la entrada se encontraba a 5Hz ahora aparece en la salida a 1Hz, es decir, al valor de frecuencia resultante de la diferencia de frecuencia entre la señal válida y la propia interferencia (5Hz-4Hz=1Hz).

Esto ya se mencionó en la teoría del amplificador *lock-in*, del apartado 2.10.6, para frecuencias cercanas a la de referencia. La ventana alrededor de dicha frecuencia creada por el filtro paso-banda podía trasladar al origen cualquier interferencia que se encontrase dentro. En esa explicación se trataban las ventanas situadas en múltiplos impares de la frecuencia de referencia como consecuencia del uso de una señal cuadrada como referencia. En el caso del ADA2200, las ventanas se sitúan en todos los múltiplos de la frecuencia de referencia. De manera que una componente de ruido que ingresa al sistema con una frecuencia determinada es trasladada en el espectro a un valor igual al módulo de la diferencia entre su frecuencia original y el múltiplo de la frecuencia de referencia de valor más próximo (superior o inferior) al de la componente de ruido:

$$f_{salida} = |f_{entrada} - f_{RCLK_n}|$$

donde  $f_{RCLK_n}$  es la imagen  $n$  de la información modulada, de valor más próximo (superior o inferior) al de la  $f_{entrada}$  de la componente de ruido.

Será la acción del filtro paso-banda, en función de lo cercana que se encuentre la interferencia a la frecuencia de referencia, la que rechace en mayor o menor medida estas componentes no deseadas, siendo trasladadas al origen más o menos atenuadas.

Si pensamos en las interferencias usadas en este trabajo y nos fijamos en la figura 3.97 que muestra la atenuación introducida por el filtro paso-banda, se puede concluir que:

- *Ruido de continua:* permanece en el origen, aunque atenuado en -15dB aproximadamente.
- *Ruido seno de 50Hz:* se situaría a una frecuencia de 50Hz a la salida. Para obtener la situación a la salida de la componente de ruido se opera de la siguiente forma.

$$f_{salida} = |f_{entrada} - f_{RCLK_n}|$$

En este caso la imagen de frecuencia inferior más cercana a la frecuencia de ruido de entrada es la situada en el origen de frecuencias ( $f_{RCLK_0}$ ), por lo que la frecuencia de la componente de ruido a la salida se mantiene igual:

$$f_{salida} = |f_{entrada} - f_{RCLK_0}| = f_{salida} = |50Hz - 0Hz| = 50Hz$$

Algunas imágenes quedarán prácticamente atenuadas (-40dB) y otras serán atenuadas algo menos (-15dB).

El filtro paso bajo de salida también actuará sobre la interferencia de 50Hz, por lo que esta queda eliminada casi por completo.

- *Ruido de 1KHz:* la señal de 1KHz se va a ver trasladada a una frecuencia de 115Hz. La componente de ruido a la entrada se encuentra a 1KHz, por lo que la imagen de la información de frecuencia inferior más cercana a 1KHz es la correspondiente a  $f_{RCLK_2} = 885Hz$ .

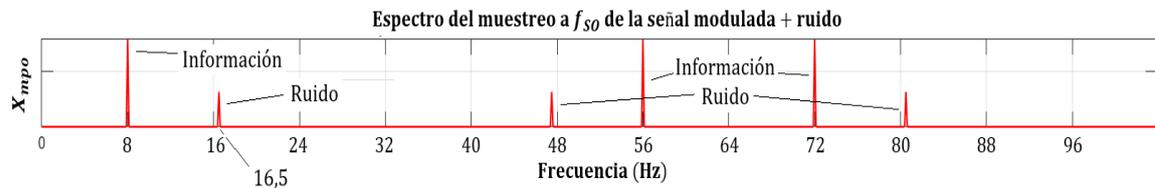
$$f_{salida} = |f_{entrada} - f_{RCLK_2}| = |1000Hz - 885Hz| = 115Hz$$

Esa interferencia se traslada atenuada por el filtro paso-banda y es nuevamente rechazada por el filtro paso-bajo de salida, por lo que queda prácticamente “eliminada”, como se ha podido comprobar en las medidas.

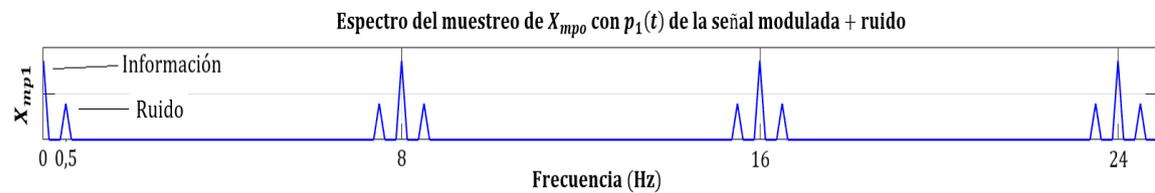
Mención aparte merecen las interferencias situadas en múltiplos de la frecuencia de referencia. Estas señales sí perturbaban la salida. Se trata de frecuencias que en principio deberían quedar fuertemente atenuadas por su posición en el espectro y que sin embargo consiguen modificar la salida haciéndola oscilar.

La explicación está de nuevo en las figuras 3.100 (a) y (b), en las que se muestra el desplazamiento en el espectro que sufre la componente de ruido.

En la figura 3.101 se puede ver un ejemplo para una frecuencia de muestreo  $f_{SO}$  tras el diezmado de 64Hz, una frecuencia de referencia de 8Hz y una interferencia de 16,5Hz.



(a)



(b)

**Figura 3.101.** Muestreo de la señal diezmada para una  $f_{RCLK} = 8\text{Hz}$ : (a) Espectro de la información + ruido. (b) Espectro del muestreo de la información + ruido.

La interferencia no se encuentra exactamente en el doble de la frecuencia de referencia, sino que es ligeramente superior. Si consultamos la respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo de entrada del ADA2200 (figura 3.18 del apartado 3.1.5.5), la frecuencia de corte de este se encuentra justo en el doble de la frecuencia de referencia. Por lo tanto, la señal supera este filtro con una atenuación de -3dB. Tras ser muestreada y diezmada, atraviesa el filtro paso-banda, que revisando la figura 3.19 aplica una atenuación a la señal cercana a -15dB. Es decir, la señal llega al mezclador incluso más atenuada que en el caso del seno de 50Hz y, sin embargo, es capaz de hacer oscilar el valor de salida, cosa que este último no conseguía. La razón se encuentra en la posición dentro del espectro a la que es trasladada tras el mezclador. En la figura 3.101 (b) se puede ver como la interferencia que ingresó en el sistema a 16,5Hz se ha desplazado en la salida a la frecuencia de 0,5Hz.

Esta proximidad con el origen de frecuencias hace que el filtro paso-bajo de salida no suponga un obstáculo para ella, manifestándose como una oscilación de frecuencia 0,5Hz en el valor de salida del sistema.

En el caso real visualizado en la figura 3.87 se vio cómo la frecuencia de salida de la interferencia se situaba en 0,54Hz, valor que representa la diferencia entre la frecuencia entregada por el generador de funciones y la deseada de  $2f_{RCLK}$ . Si fuese posible obtener una señal de exactamente el doble de  $f_{RCLK}$ , la interferencia se trasladaría justo al origen de frecuencias y se montaría sobre la información como un nivel de continua, es decir, como un valor de offset.

Para el caso de la interferencia al triple de la frecuencia de referencia, la explicación es la misma. La interferencia se va a situar, de igual forma que antes, prácticamente en el origen de frecuencias (en el mismo origen si el valor es exactamente  $3f_{RCLK}$ ), pero en este caso la oscilación sobre la salida es menor porque la atenuación aplicada por los filtros del ADA2200 es mayor antes de llegar al mezclador. Evidentemente, esto sucede porque la interferencia ingresa al sistema con una frecuencia mayor (1170Hz en el caso real) por lo que cae en zonas de mayor atenuación dentro de la respuesta en frecuencia de los filtros.

### ***Observaciones y conclusiones del análisis de frecuencia***

Tras los resultados prácticos y el estudio teórico, se puede afirmar que la influencia de las interferencias sobre el sistema depende no sólo del nivel de señal de la perturbación, sino que también, y quizá en mayor medida, de la posición en el espectro con respecto a la frecuencia de referencia.

Ya sabemos que el mezclador del ADA2200 lleva a cabo su propósito de una manera diferente a la de la teoría general de los demoduladores síncronos. Esta forma de trabajar distinta provoca que las componentes de ruido que se sitúen en cualquier múltiplo de la señal de referencia se trasladen al origen de frecuencias. Con el multiplicador usado generalmente en los amplificadores *lock-in* esto no ocurría. En todo caso, si se modulaba y demodulaba con una señal cuadrada, podían trasladarse los armónicos de esta, situados en los múltiplos impares de la frecuencia de referencia. Sin embargo, con la técnica del ADA2200, todos los múltiplos de la referencia son trasladados al origen. El límite lo imponen los filtros internos del ADA2200. Las observaciones muestran que sólo afectan dos valores de frecuencia (aparte de la frecuencia de referencia) que son  $2f_{RCLK}$  y  $3f_{RCLK}$ .

Sabiendo esto cabe preguntarse por qué la interferencia situada en  $3f_{RCLK}$  es capaz de modificar el valor de salida y sin embargo el tercer armónico de la señal cuadrada de entrada no genera oscilación.

La respuesta es que el tercer armónico sí modifica la salida, pero lo hace añadiendo nivel a la información puesto que es parte de la misma. No produce oscilación ya que se sitúa justo en el triple de la frecuencia de referencia por lo que será trasladado exactamente al origen de frecuencias aumentando el nivel de la señal de salida y mejorando la relación señal-ruido.

#### **3.2.11. Medidas de la salida diferencial antes del filtro paso-bajo mediante el ADC**

Aunque las medidas principales se han llevado a cabo mediante el voltímetro, la salida del ADA2200 está pensada para ser medida mediante un sistema digital basado en un

convertidor analógico-digital (ADC). Por este motivo se han tomado medidas también mediante un ADC de los valores diferenciales proporcionados por el ADA2200 entre sus salidas *OUTP* y *OUTN*, es decir, las señales escalonadas. De esta manera comprobaremos este método de medida, el cual permite procesar de forma digital los datos leídos.

En este apartado se tomarán medidas con los valores de masa de 1Kg y 5Kg. Se realizarán 300 medidas para cada uno de ellos, lo que supone una observación de la señal de salida durante:

$$\frac{300\text{medidas}}{4,42\text{medidas/s}} \approx 67s$$

En cada una de esas medidas se tomarán los valores de los 8 escalones que las componen y se calculará la media de esos 8 valores para obtener el voltaje de salida, tal y como indica el fabricante del ADA2200.

Por hacer más claro el estudio y menos engorroso, no se van a presentar los valores de los escalones de las 300 medidas efectuadas para cada peso. Tan sólo y con el objetivo de mostrar de qué se está hablando, sí que se presentarán los escalones de un par de medidas junto con su imagen de osciloscopio.

En cuanto a los 300 valores del voltaje de salida, se presenta dicha salida transformada en unidades de masa para tener una lectura rápida y clara de la información y, además, se representarán de forma gráfica ya que es una manera más visual, rápida y cómoda de ver los datos obtenidos y no mediante tablas de valores que se harían interminables e ilegibles.

A partir de dichas gráficas se podrá observar la desviación típica de los datos y comparar el error cometido en cada una de ellas.

Las medidas se realizarán únicamente sin fuente de ruido y con fuente de ruido senoidal de 1KHz.

Tal y como se explicó en el apartado 3.2.4 del capítulo 3 de este trabajo, al iniciar el sistema de adquisición de datos, la primera medida se debe realizar sin peso sobre la célula de carga, ya que se trata de un ajuste de offset automático. Para la toma de medidas con ruido, el ajuste de offset automático se ha llevado a cabo tanto con la fuente de ruido presente como sin ella. Los resultados aquí mostrados van a corresponder al primer caso (fuente de ruido presente durante la compensación de offset), que podría ser el que más se ajuste a una situación real en la que ya existe una fuente de ruido en el momento en el que iniciemos nuestro sistema. No obstante, en el caso de 1Kg se mostrará el caso en el que el ajuste de offset se realiza antes de introducir el ruido, lo que permitirá simular una fuente de ruido que aparezca tras iniciar el sistema. De esta manera es posible comparar ambos efectos y obtener una conclusión clara de la capacidad del sistema para sobreponerse a ambas situaciones.

El cálculo de la media, la desviación estándar y el error típico de la media se hace mediante Excell.

Se muestran a continuación las expresiones usadas por Excell para obtener dichos valores, de forma que, a partir de ahora, en las gráficas sólo se mostrarán los valores obtenidos y no dichas ecuaciones.

- *Media:*

$$\bar{M} = \frac{\sum_{i=1}^n M_i}{n}$$

- *Desviación estándar de la muestra:*

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (M_i - \bar{M})^2}{n - 1}}$$

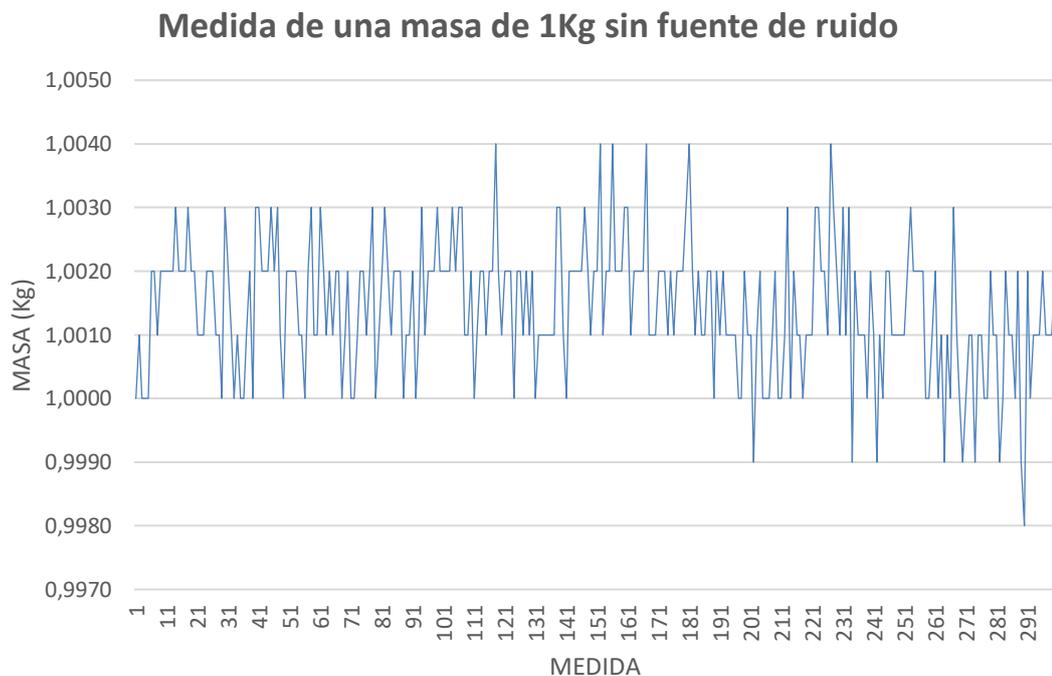
- *Error estándar o típico de la media:*

$$\sigma_{\bar{M}} = \frac{\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (M_i - \bar{M})^2}{n - 1}}}{\sqrt{n}} = \frac{s}{\sqrt{n}}$$

Donde  $M_i$  representa las  $i$ -ésima medida de masa,  $n$  son las 300 medidas y  $\bar{M}$  es la media de los valores  $M_i$  de las 300 medidas obtenidas.

### 3.2.11.1. Masa de 1Kg

#### *Sin fuente de ruido*



**Figura 3.102.** Toma de 300 medidas de la salida diferencial en unidades de masa para 1Kg.

- *Media*  $\Rightarrow \bar{M} = 1,00217Kg$
- *Desviación estándar de la muestra*  $\Rightarrow s = 0,00130131Kg = 1,30131g$
- *Error estándar de la media*  $\Rightarrow \sigma_{\bar{M}} = 75,131 \cdot 10^{-6}Kg = 0,075131g$
- *Valor diferencial de offset medido a la salida al inicio del sistema:*

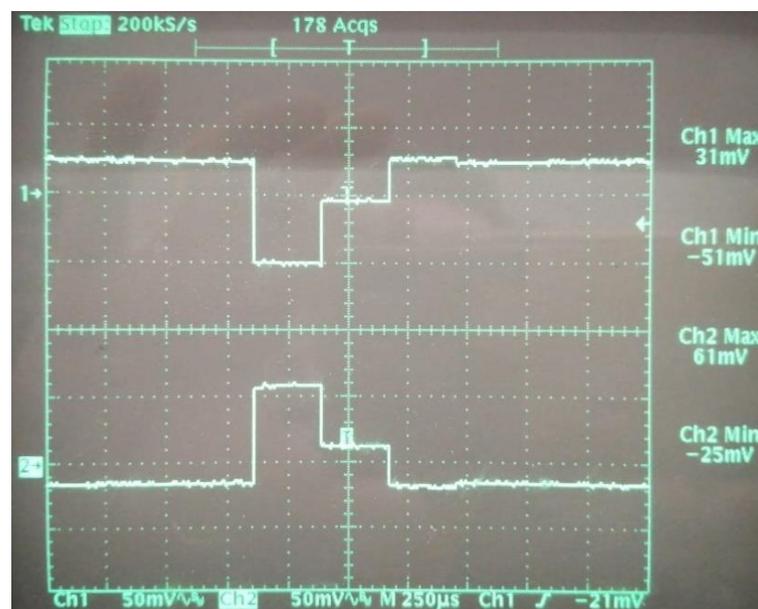
$$V_{offset} = 0,32mV \Rightarrow 3,3g$$

La media se desvía 2,17g del valor real de medida. Es decir que, a pesar de haber llevado a cabo una corrección del offset, la medida muestra aún una pequeña desviación. Es cierto que el proceso mediante el que se trata de anular el offset no es el idóneo, pues se lleva a cabo restando a la salida la primera medida tomada tras arrancar el sistema sin peso. No se tiene en cuenta el tiempo de estabilización térmica de los circuitos, lo que seguramente influya en la efectividad de este proceso de ajuste inicial.

Si nos fijamos en la desviación estándar podemos observar que el sistema de medida tiene una precisión alta con una desviación típica de 1,3g.

En cuanto al error de la media, indica que el valor de esta se va a situar prácticamente en el obtenido para cualquier bloque de medidas tomadas, lo que confirma la presencia de un nivel de offset adicional al ya compensado.

En la figura 3.103 se muestran las salidas *OUTP* y *OUTN* para una masa de 1Kg sin fuente de ruido aplicada. En la figura se pueden apreciar los escalones de la salida proporcionada por el ADA2200.



**Figura 3.103.** Salidas *OUTP* (CH1) y *OUTN* (CH2) para una masa de 1Kg sin fuente de ruido.

Para ilustrar el método de medida empleado con el ADC se muestra una de las medidas tomadas para el caso que nos ocupa de 1Kg. Se ha escogido una medida en la que la salida da exactamente el valor de la masa medida, es decir, 1Kg. En la tabla 3.17 se presentan los valores medios medidos para cada uno de los 8 escalones que componen la salida del ADA2200, tanto para la salida *OUTP* como para *OUTN*, así como su valor diferencial. El último resultado corresponde a la media de los 8 valores diferenciales de los escalones y es el valor de salida final, que debe coincidir con el obtenido entre *OUT+* y *OUT-* mediante el voltímetro.

<b>MEDIDA DE LOS 8 ESCALONES DE LA SEÑAL DE SALIDA PARA UNA MASA DE 1KG</b>	
<b>Valor medido</b>	<b>Voltaje (mV)</b>
Escalón 1 OUTP	1680,22
Escalón 1 OUTN	1559,29
Medida diferencial escalón 1 (OUTP-OUTN)	120,93
Escalón 2 OUTP	1606,33
Escalón 2 OUTN	1633,12
Medida diferencial escalón 2 (OUTP-OUTN)	-26,79
Escalón 3 OUTP	1652,52
Escalón 3 OUTN	1586,55
Medida diferencial escalón 3 (OUTP-OUTN)	65,97
Escalón 4 OUTP	1684,15
Escalón 4 OUTN	1555,06
Medida diferencial escalón 4 (OUTP-OUTN)	129,09
Escalón 5 OUTP	1680,20
Escalón 5 OUTN	1559,07
Medida diferencial escalón 5 (OUTP-OUTN)	121,13
Escalón 6 OUTP	1680,17
Escalón 6 OUTN	1559,14
Medida diferencial escalón 6 (OUTP-OUTN)	121,03
Escalón 7 OUTP	1680,20
Escalón 7 OUTN	1559,19
Medida diferencial escalón 7 (OUTP-OUTN)	121,01
Escalón 8 OUTP	1680,17
Escalón 8 OUTN	1559,16
Medida diferencial escalón 8 (OUTP-OUTN)	121,01
Salida diferencial en mV	95,88

**Tabla 3.17.** Valor medio de los 8 escalones correspondientes a la salida para un peso de 1Kg.

Tomando las medidas diferenciales de los 8 escalones y haciendo la media obtendremos el valor de la salida diferencial que corresponde al voltaje tras los filtros paso-bajo de salida, es decir, la salida continua medida con el voltímetro.

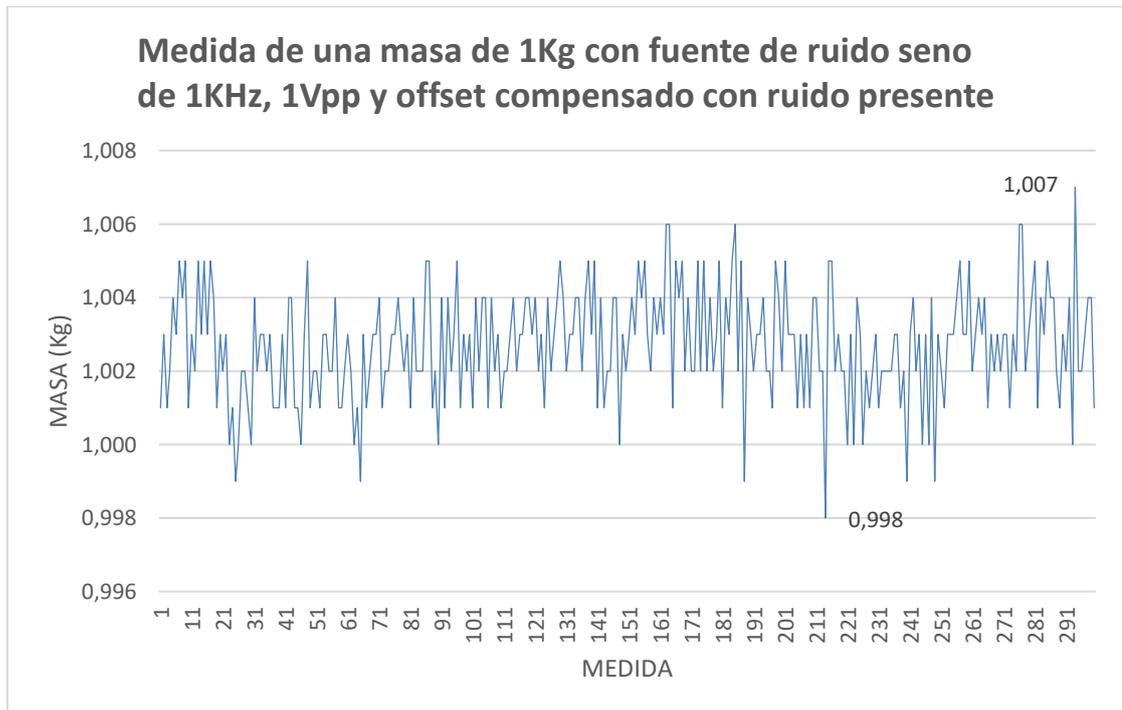
$$\begin{aligned}
 \text{Salida diferencial en mV} &= \frac{\sum_{n=0}^8 (\text{OUTP}_n - \text{OUTN}_n)}{8} - \text{Valor diferencial de offset} = \\
 &= \frac{120,93\text{mV} - 26,79\text{mV} + 65,97\text{mV} + 129,09\text{mV} + 121,13\text{mV} + 121,03\text{mV} + 121,01\text{mV} + 121,01\text{mV}}{8} - 0,32\text{mV} = \\
 &= 96,67\text{mV} - 0,32\text{mV} = 96,35\text{mV}
 \end{aligned}$$

La salida calculada mediante los valores de los escalones no coincide con el valor mostrado en la tabla, que es el correcto, ya que en el programa encargado de recoger las medidas y calcular la salida, para obtener el valor de esta se operó hasta el final con los valores cuantificados por el ADC y sólo se hizo la conversión a milivoltios al final de las operaciones. Para mostrar el valor de los escalones se ha transformado a milivoltios cada valor cuantificado por el ADC por lo que se ha ido perdiendo precisión en cada conversión. Esto acarrea un error final si queremos calcular la salida a partir de los valores convertidos a milivoltios. De todas formas, el propósito es visualizar el procedimiento seguido para obtener el valor de salida siguiendo las instrucciones del fabricante. Si nos fijamos en los valores diferenciales de los escalones podemos comprobar que efectivamente hay un valor que se repite (con valores muy próximos) en 5 ocasiones. En este caso es el de 121mV (120,93mV; 121,13mV; 121,03mV; 121,01mV; 121,01mV) y corresponde, como es evidente, al de la cuarta muestra retenida durante 5 periodos de muestreo tal y como se vio en la teoría del ADA2200.

La salida en unidades de masa correspondiente al voltaje de la salida diferencial mostrado en la tabla es exactamente de 1Kg.

$$\text{Salida en Kg} = \frac{\text{Salida diferencial en mV}}{\text{Sensibilidad}} = \frac{95,88\text{mV}}{95,88 \text{ mV/Kg}} = 1\text{Kg}$$

**Con fuente de ruido de onda seno de 1KHz y 1V<sub>pp</sub> sobre una componente continua de 0,5V**



**Figura 3.104.** Medida de masa de 1kg con fuente de ruido seno de 1KHz, 1Vpp y offset compensado con ruido presente.

- *Media*  $\Rightarrow \bar{M} = 1,0027Kg$
- *Desviación estándar de la muestra*  $\Rightarrow s = 0,001500279Kg$
- *Error estándar o típico de la media*  $\Rightarrow \sigma_{\bar{x}} = 8,66186 \cdot 10^{-5}Kg$
- *Valor diferencial de offset medido a la salida al inicio del sistema:*

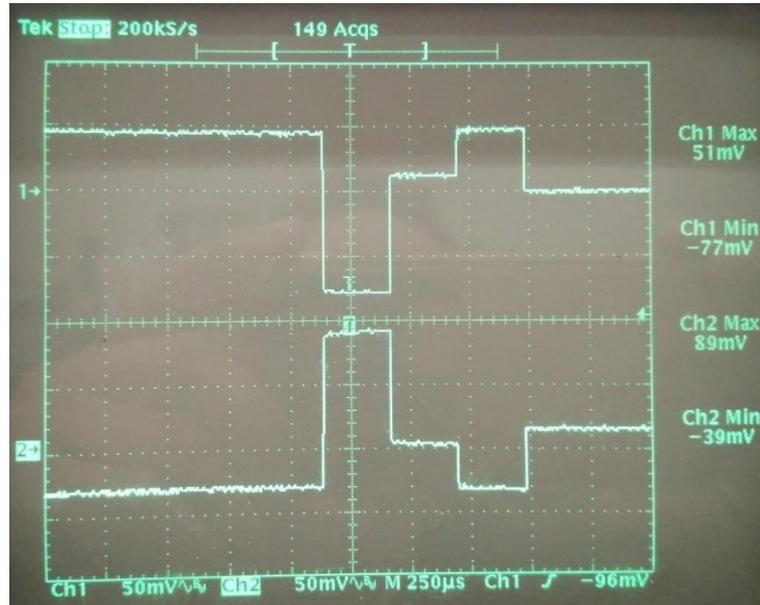
$$V_{offset} = 0,38mV \Rightarrow 3,9g$$

Se observa que la media de los valores obtenidos es de 1,0027Kg, es decir, 2,7g por encima del valor real, mientras que el máximo error cometido en las 300 medidas es de 7g (1,007Kg), lo que representa un error relativo de tan solo el 0,7%.

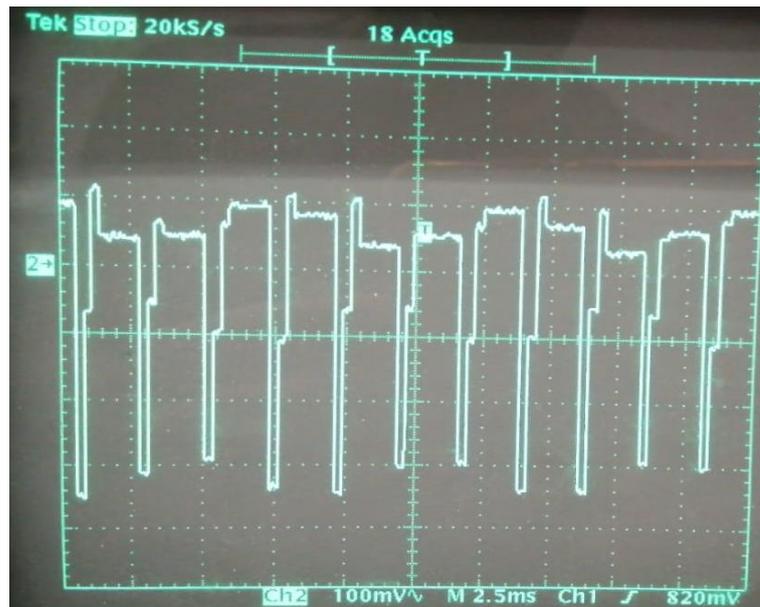
En cuanto a la desviación estándar, su valor es de 1.5g, lo que nos da a entender que el sistema se comporta de una forma muy precisa a pesar de verse sometido a la fuente de ruido. Si se comparan estos resultados con las medidas sin ruido se aprecia que son prácticamente iguales, es decir, que la fuente de ruido afecta muy poco a la medida. Se observa un ligero aumento en el valor de la media, de 2,1g a 2,7g.

En cuanto a la desviación estándar, se mantiene prácticamente igual (aumenta levemente en 0,2g). El sistema sigue siendo preciso ya que la fuente de ruido no ha modificado esa cualidad, simplemente ha desviado la medida hacia un valor ligeramente superior.

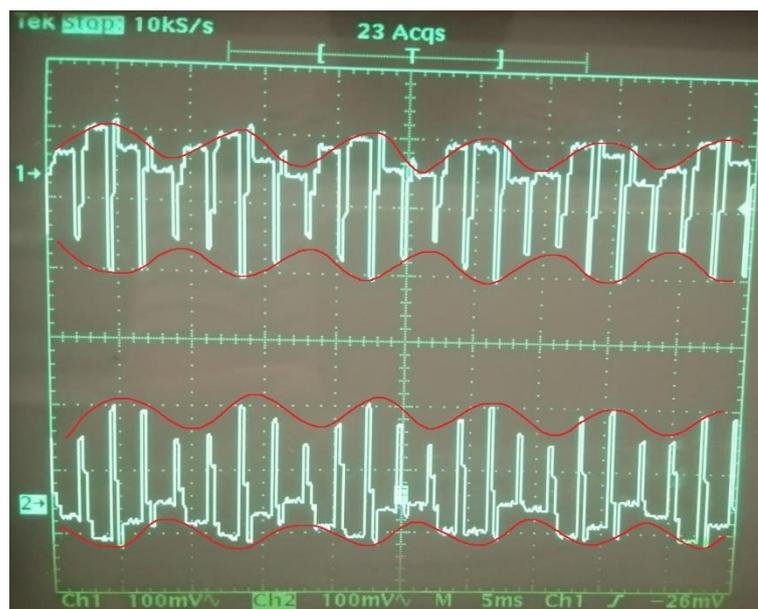
Si se visualiza en el osciloscopio la salida *OUTP* para este caso obtenemos las siguientes imágenes.



(a)



(b)



(c)

**Figura 3.105.** Salidas para 1Kg con fuente de ruido seno de 1KHz: (a) OUTP (CH1) y OUTN (CH2); (b) OUTP; (c) Envolvente de OUTP (CH1) y OUTN (CH2).

En la figura 3.105 se puede apreciar el efecto del ruido sobre las señales escalonadas en comparación con las salidas visualizadas en la figura 3.103. Vemos que los escalones, tanto de *OUTP* como de *OUTN*, se estiran y encogen aumentando y disminuyendo el valor diferencial entre ellos. En la figura 3.105 (a) se observa la modificación de valor de los escalones respecto al caso sin ruido. En la figura 3.105 (b) se puede observar perfectamente en la envolvente de la onda la ondulación que imprime la fuente de ruido de 1KHz. En cuanto a la imagen de la figura 3.105 (c), se ha representado tanto la salida *OUTP* como la salida *OUTN* y se han superpuesto a mano alzada las respectivas envolventes con la intención de visualizar claramente la relación de valores entre ambas salidas cuando están afectadas por la variación del ruido de 1KHz. Vemos que las envolventes producen aumentos y disminuciones simultáneas en ambas salidas, de manera que habrá medidas en las que la salida diferencial sea superior al valor sin ruido (en las crestas de la envolvente) y medidas en las que la salida diferencial sea inferior (en los valles de la envolvente). Como el procedimiento de medida con el ADC realiza la media de 100 tomas de salida diferencial, al final los aumentos de las crestas se compensarán con las disminuciones de los valles, de manera que esta oscilación no se va a apreciar en los voltajes de los escalones y finalmente obtendremos un valor de salida válido. En definitiva, se está llevando a cabo un filtrado paso-bajo que elimina la oscilación. En la tabla 3.18 se comparan los valores de una medida completa sin ruido y con ruido.

Valor medido	Voltaje (mV)	
	Sin ruido	Con ruido
Escalón 1 OUP	1680,22	1680,200
Escalón 1 OUTN	1559,29	1558,700
Medida diferencial escalón 1 (OUP-OUTN)	120,93	121,500
Escalón 2 OUP	1606,33	1606,380
Escalón 2 OUTN	1633,12	1631,990
Medida diferencial escalón 2 (OUP-OUTN)	-26,79	-25,610
Escalón 3 OUP	1652,52	1652,890
Escalón 3 OUTN	1586,55	1586,400
Medida diferencial escalón 3 (OUP-OUTN)	65,97	66,490
Escalón 4 OUP	1684,15	1684,200
Escalón 4 OUTN	1555,06	1555,060
Medida diferencial escalón 4 (OUP-OUTN)	129,09	129,140
Escalón 5 OUP	1680,20	1680,370
Escalón 5 OUTN	1559,07	1558,620
Medida diferencial escalón 5 (OUP-OUTN)	121,13	121,750
Escalón 6 OUP	1680,17	1680,370
Escalón 6 OUTN	1559,14	1558,700
Medida diferencial escalón 6 (OUP-OUTN)	121,03	121,670
Escalón 7 OUP	1680,20	1680,220
Escalón 7 OUTN	1559,19	1558,670
Medida diferencial escalón 7 (OUP-OUTN)	121,01	121,550
Escalón 8 OUP	1680,17	1680,220
Escalón 8 OUTN	1559,16	1558,670
Medida diferencial escalón 8 (OUP-OUTN)	121,01	121,550
Salida diferencial en mV	95,88	96,329
<b>Peso en Kg</b>	1,000	1,005

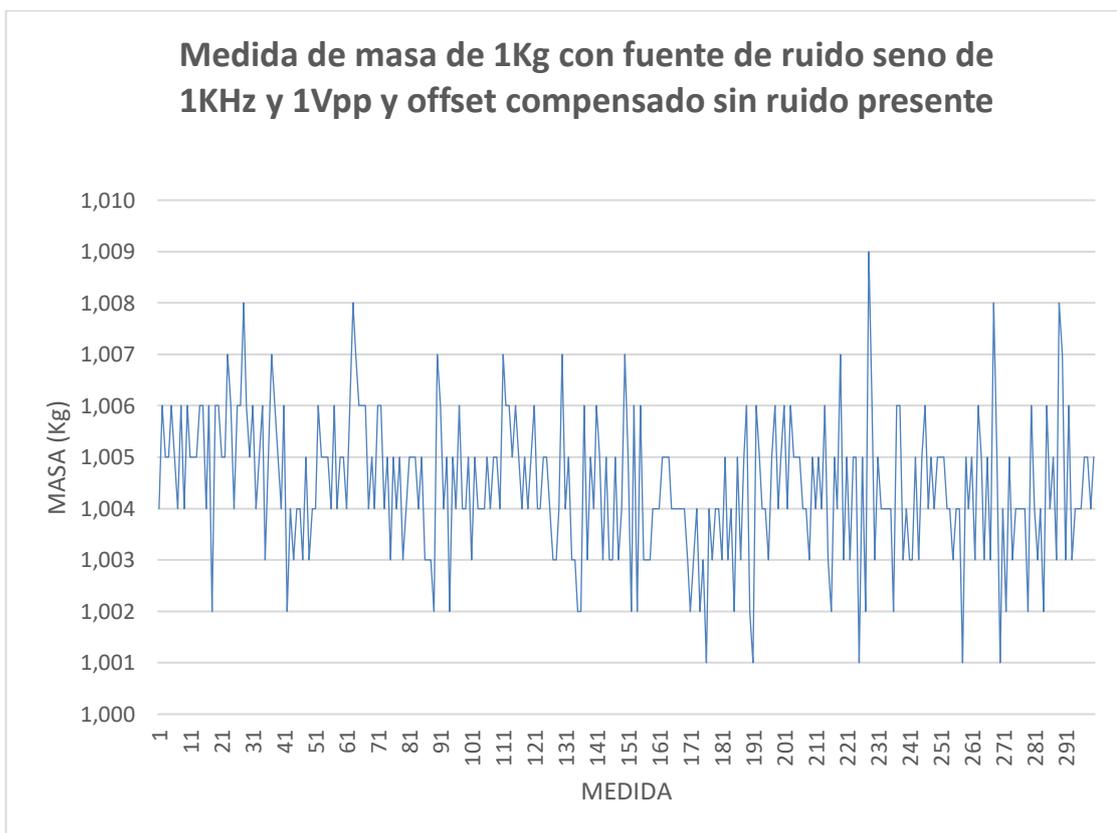
**Tabla 3.18.** Comparativa del voltaje de los escalones para salida sin ruido y con ruido de 1KHz.

Las diferencias entre escalones para ambas salidas son mínimas. La media compensa las oscilaciones simétricas introducidas por la fuente de ruido de 1KHz. Las pequeñas diferencias que se mantienen son las que provocan ese aumento en la salida que se observa en las medidas obtenidas mediante el voltímetro para el caso del ruido seno de 1KHz.

### **Offset compensado sin fuente de ruido presente**

En el punto anterior la fuente de ruido ya estaba presente al iniciar el sistema por lo que el ajuste de offset se llevó a cabo sin peso en la célula de carga, pero con la interferencia presente. Procediendo de esta manera, al ser una fuente de ruido fija, parte de ese ruido se compensaba por el ajuste de offset inicial.

En esta ocasión se va a llevar a cabo dicho ajuste sin que la perturbación esté presente, de forma que se añadirá posteriormente para comparar con el caso anterior el nivel de interferencia en la salida. Para poder comprobar este efecto, se muestra también en este apartado la toma de medidas realizada cuando la compensación de offset se lleva a cabo antes de someter al sistema a la fuente de ruido. En la gráfica 3.108 se pueden visualizar los resultados obtenidos.



**Figura 3.106.** Medidas tomadas sobre una masa de 1Kg con ruido de 1KHz.

- *Media*  $\Rightarrow \bar{M} = 1,00442667Kg$
- *Desviación estándar de la muestra*  $\Rightarrow s = 0,00136535Kg$

La desviación estándar permanece igual, pero la media ha aumentado ligeramente en 1,7g con respecto al caso anterior. Es decir, la compensación del offset inicial sí ejerce una acción correctora sobre la influencia del ruido en el valor de salida. Es lo que la lógica indicaba, ya que la fuente de ruido se ve a la salida como un nivel de offset añadido. Si al

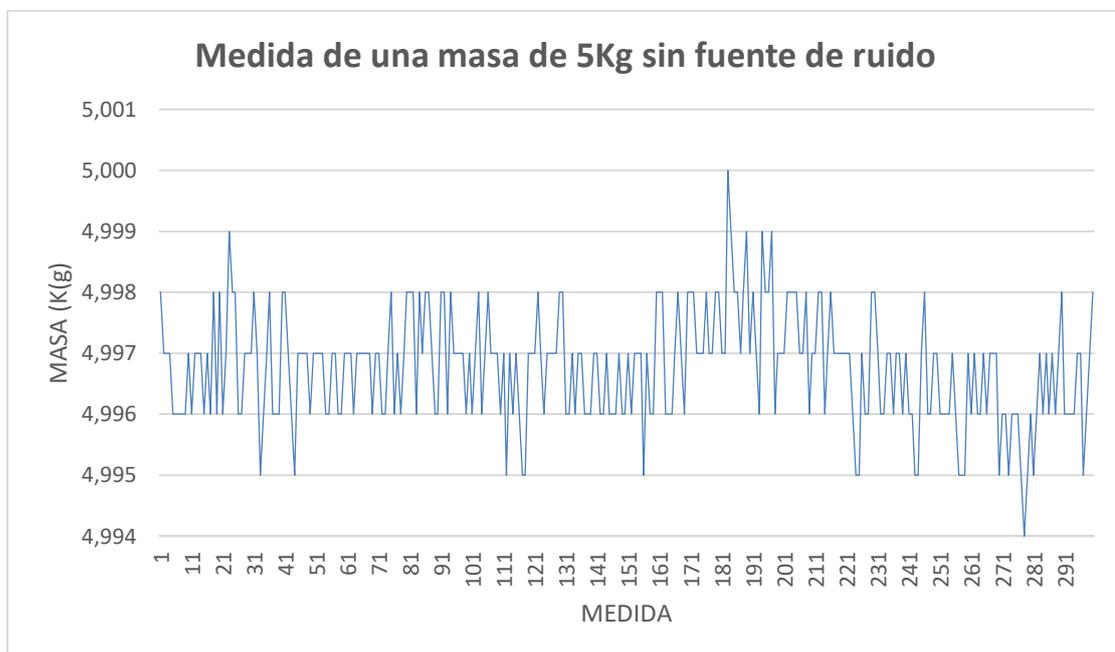
arrancar el sistema ese nivel debido al ruido está presente, al medir el offset inicial se va a detectar y se va a restar en las siguientes medidas, compensando en cierto modo esa aportación indeseada.

La compensación que se hace en esta aplicación es un intento de minimizar la influencia del offset con el objetivo de obtener un valor de salida lo más exacto posible en una aplicación real, en la que no podemos esperar unos minutos hasta alcanzar la estabilización térmica.

### 3.2.11.2. Masa de 5Kg

Se presentan por último las medidas obtenidas para una masa de 5Kg sin fuente de ruido y con ruido seno de 1KHz.

#### *Sin fuente de ruido*



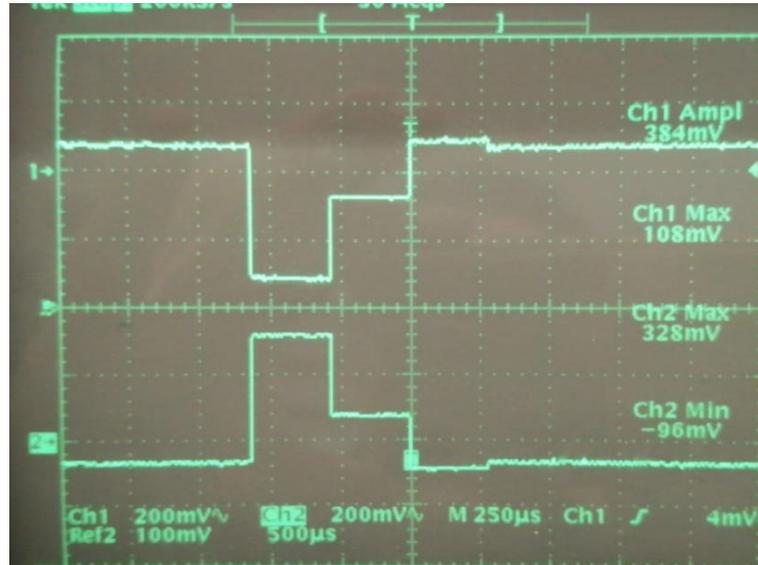
**Figura 3.107.** Medida de una masa de 5Kg sin fuente de ruido.

- *Media*  $\Rightarrow \bar{M} = 4,99675667Kg$
- *Desviación estándar de la muestra*  $\Rightarrow s = 0,00090933Kg$
- *Valor diferencial de offset medido a la salida al inicio del sistema:*

$$V_{offset} = 0,4mV \Rightarrow 4,1g$$

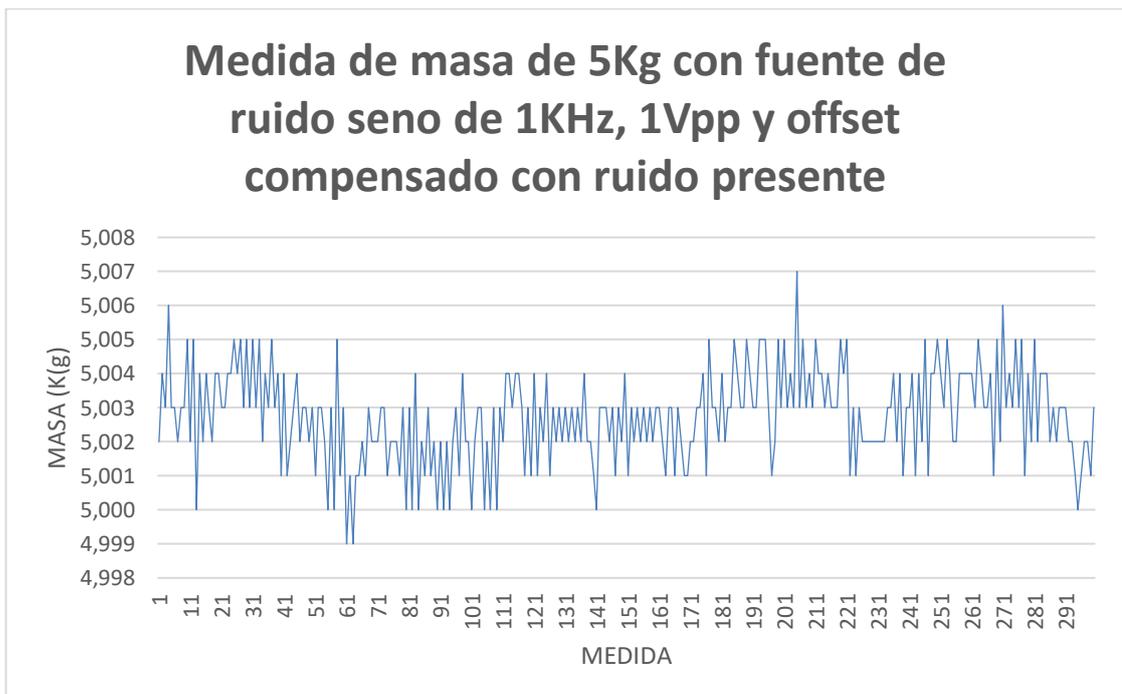
En la figura 3.108 se muestran las salidas *OUTP* y *OUTN*. Se puede comprobar como los escalones han ampliado su amplitud con respecto a la masa de 1Kg. Ese aumento en los

escalones conlleva, a su vez, un aumento en el voltaje diferencial que se refleja en la salida en forma de un valor de tensión mayor, proporcional al peso depositado en la báscula.



**Figura 3.108.** Salidas *OUTP* y *OUTN* para una masa de 5Kg.

**Ruido de onda seno de 1KHz y 1V<sub>pp</sub> sobre una componente continua de 0,5V**



**Figura 3.109.** Medida de una masa de 5Kg con fuente de ruido seno de 1KHz, 1V<sub>pp</sub> y offset compensado con ruido presente.

- *Media*  $\Rightarrow \bar{M} = 5,00275333Kg$
- *Desviación estándar de la muestra*  $\Rightarrow s = 0,00137311Kg$
- *Valor diferencial de offset medido a la salida al inicio del sistema:*

$$V_{offset} = 0,35mV \Rightarrow 3,6g$$

Al igual que ocurría con la masa de 1Kg, la media aumenta como era de esperar al incluir la fuente de ruido. En este caso concreto la variación llega a los 5g.

# CAPÍTULO 4

## CONCLUSIONES

### 4.1. CONCLUSIONES

El sistema de medida de peso diseñado en este trabajo ha demostrado que es capaz de proporcionar una medida precisa de los valores de masa depositados sobre una célula de carga rechazando, prácticamente por completo, señales de ruido con un nivel hasta 7 veces superior al de la información en algunos casos.

Se ha comprobado que el sistema es vulnerable a componentes discretas de ruido situadas en múltiplos enteros de la señal de referencia  $RCLK$ . Esto se debe a la técnica utilizada por el ADA2200 para llevar a cabo la demodulación síncrona, por la cual no sólo afectan las frecuencias en múltiplos impares, como ocurre en los PSD con referencia cuadrada, sino que también los múltiplos pares de la frecuencia de referencia se trasladan al origen de frecuencias. No obstante, sólo los dos primeros múltiplos de la frecuencia de referencia ( $2f_{RCLK}$  y  $3f_{RCLK}$ ) son capaces de hacer oscilar el valor de salida haciendo inválida la lectura de la misma. El resto de frecuencias múltiplo son fuertemente atenuadas por el filtro paso-bajo de entrada del ADA2200.

Realizando las pruebas con las diferentes fuentes de ruido utilizadas en este trabajo, concretamente con las componentes discretas de ruido, se ha podido concluir que la posición de estas dentro del espectro de frecuencia es mucho más relevante que el nivel de las mismas. Esto se debe a la naturaleza del proceso de demodulación síncrona realizado por el ADA2200, en el que una componente de ruido que ingresa al sistema con una frecuencia determinada es trasladada en el espectro a un valor igual al módulo de la diferencia entre su frecuencia original y el múltiplo de la frecuencia de referencia de valor más próximo (superior o inferior) al de la componente de ruido:

$$f_{salida} = |f_{entrada} - f_{RCLK_n}|$$

donde  $f_{RCLK_n}$  es la imagen  $n$  de la información modulada, de valor más próximo al de la  $f_{entrada}$  de la componente de ruido.

De esta manera, si dos componentes de ruido ingresan al sistema con frecuencias, por ejemplo, de 50Hz y 890Hz, la primera sufrirá una atenuación menor que la segunda, sin embargo, la componente de 50Hz se mantiene en ese valor de frecuencia a la salida del sistema ( $50Hz - f_{RCLK_0} = 50Hz - 0Hz = 50Hz$ ), mientras que la segunda se ve trasladada a una frecuencia de 6Hz ( $50Hz - f_{RCLK_2} = 50Hz - (2 \cdot f_{RCLK}) = 890Hz - 884Hz = 6Hz$ ). Aunque la segunda componente llegue más atenuada a la salida, antes del filtro paso-bajo, este la va a dejar pasar

y debido a su proximidad a continua va a provocar una oscilación en la señal de salida que invalidará la lectura de la misma.

Teniendo en cuenta estos aspectos, se concluye que el acondicionamiento mediante modulación-demodulación síncrona mediante el ADA2200 proporciona una alta inmunidad al ruido, salvo para las componentes discretas que se sitúen en la frecuencia de referencia, muy próximas a ella o en los dos primeros múltiplos enteros de  $f_{RCLK}$ . Esta sensibilidad a ciertas frecuencias interferentes representa el peaje a pagar frente a una demodulación mediante un *lock-in* con referencia seno. En contrapartida, se consigue una mejora de la linealidad y una reducción de errores al no utilizar un multiplicador lineal, junto con una mejora de la SNR frente a ruidos de banda ancha. En aquellas aplicaciones en las que no se pueda permitir la sensibilidad del sistema frente a interferencias de frecuencia  $2f_{RCLK}$  y  $3f_{RCLK}$ , se debe realizar un filtrado más selectivo a la entrada del circuito, con el fin de rechazar las componentes a dichas frecuencias, resultando la señal a procesar una onda aproximadamente senoidal. Esta acción, como consecuencia de la mayor sensibilidad de la fase de los filtros selectivos a las variaciones de temperatura, incrementa el error en la medida y/o el coste del filtro necesario.

En general, los amplificadores *lock-in* son apropiados para el acondicionamiento de diversos tipos de sensores que puedan ser excitados mediante una tensión alterna como, por ejemplo, sensores capacitivos, inductivos, ópticos o galgas extensométricas, como es el caso que se trata en este trabajo. Eso implica que el campo de aplicación de este tipo de instrumentos, y en concreto, el implementado en la placa de evaluación de *Analog Devices*, es muy amplio, con la particularidad de que este instrumento es capaz de rescatar la información de la señal a medir, aunque el nivel de ruido del sistema sea muy superior a la misma.

A esto se le debe añadir la ventaja que supone la portabilidad, el bajo consumo y coste de la placa de evaluación basada en el ADA2200, de forma que constituye una buena opción a la hora de tomar medidas en el laboratorio cuando necesitemos detectar señales muy débiles y no contemos con los medios necesarios, como pueden ser los amplificadores *lock-in* comerciales, los cuales suelen ser instrumentos de un alto coste.



## ANEXO II: Esquema general de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ

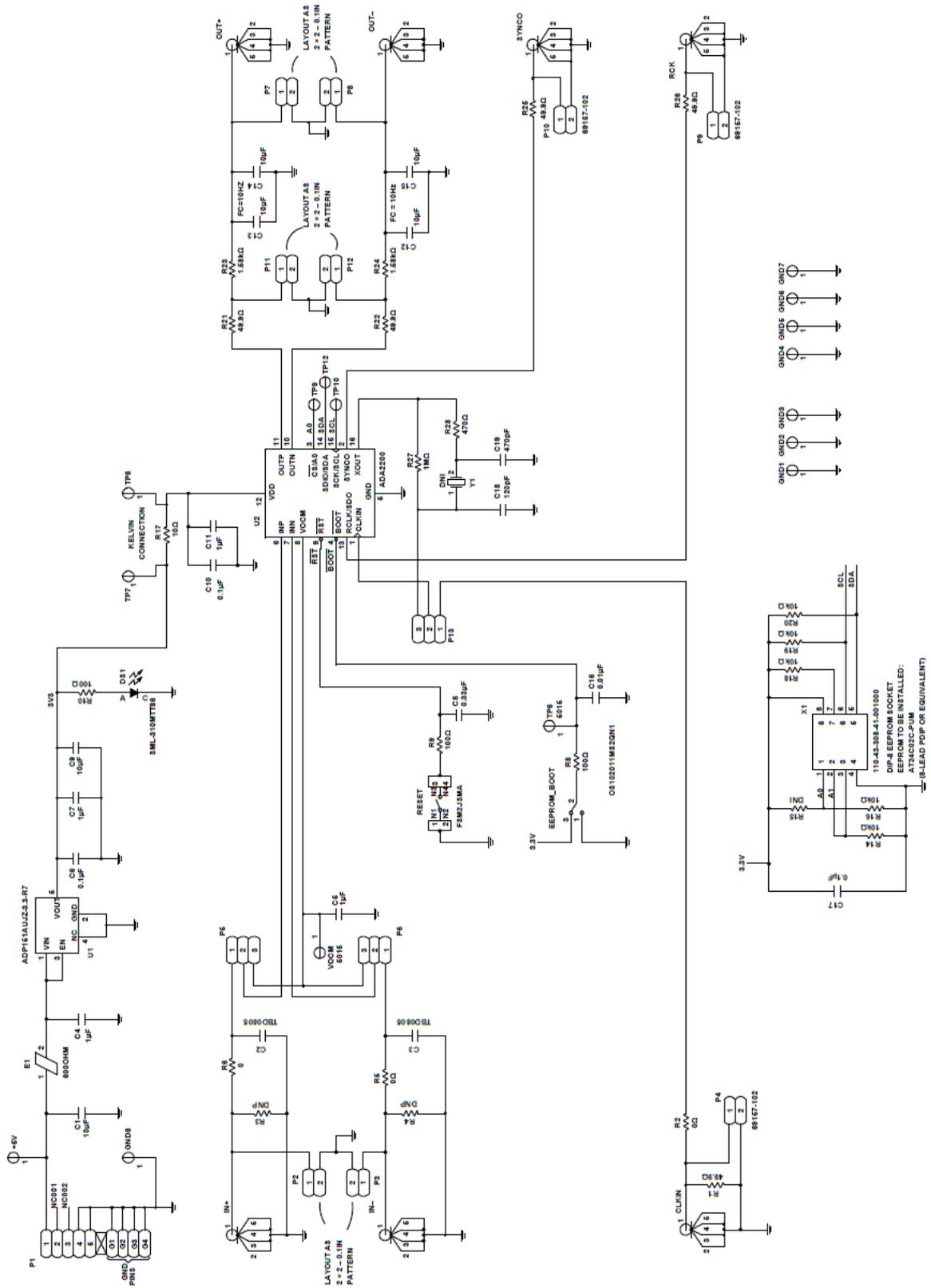


Figura A2. Esquema general de la placa de evaluación ADA2200-EVALZ.

**ANEXO III: Tabla de valores del filtro programable del ADA2200**

ADA2200 Address	Register Name	BP1	BP2	LP1	LP2	Notch	Default	All-Pass	External EEPROM Address
0x0011		0xC0	0xC0	0x52	0x51	0xC0	0xC0	0x00	0x000
0x0012		0x0F	0x0F	0xAE	0x80	0x4F	0x0F	0xA0	0x001
0x0013		0x36	0xFA	0x52	0x40	0x84	0x1D	0xC0	0x002
0x0014		0xD1	0xD5	0xA6	0x80	0x9B	0xD7	0x0F	0x003
0x0015		0xC0	0xC0	0x52	0x51	0xC0	0xC0	0xC0	0x004
0x0016		0x0F	0x0F	0xAE	0x80	0x0F	0x0F	0x0F	0x005
0x0017		0x07	0x15	0x74	0x56	0xC0	0xC0	0xC0	0x006
0x0018		0x80	0x92	0x81	0x10	0x0F	0x0F	0x0F	0x007
0x0019		0x07	0x15	0x74	0x56	0x84	0x1D	0xC0	0x008
0x001A		0x80	0x92	0x81	0x10	0x9B	0x97	0x0F	0x009
0x001B	Filter	0x00	0x00	0x4E	0xC8	0x36	0x7E	0xC0	0x00A
0x001C	configuration	0x20	0x20	0x9D	0xA0	0x14	0x88	0x0F	0x00B
0x001D		0xC0	0xC0	0x22	0x97	0xC0	0xC0	0xC0	0x00C
0x001E		0x4F	0x4F	0x53	0xD9	0x0F	0x0F	0x0F	0x00D
0x001F		0xAA	0xB2	0x4F	0xED	0xC0	0xC0	0xC0	0x00E
0x0020		0xAA	0x2F	0x80	0x12	0x0F	0x0F	0x0F	0x00F
0x0021		0xC0	0xC0	0xC0	0xC0	0xC0	0xC0	0xC0	0x010
0x0022		0x0F	0x0F	0x0F	0x0F	0x0F	0x0F	0x0F	0x011
0x0023		0xC0	0xC0	0xF1	0x00	0xC0	0x00	0xC0	0x012
0x0024		0x4F	0x4F	0xDE	0xE0	0x4F	0xE0	0x0F	0x013
0x0025		0x23	0x23	0x23	0x23	0x23	0x23	0x23	0x014
0x0026		0x02	0x02	0x02	0x02	0x02	0x02	0x02	0x015
0x0027		0x02	0x02	0x12	0x06	0x07	0x24	0x00	0x016
0x0028	Analog pin configuration	0x00	0x00	0x00	0x00	0x00	0x00	0x00	0x017
0x0029	Sync control	0x0D	0x0D	0x0D	0x0D	0x0D	0x2D	0x2D	0x018
0x002A	Demod control	0x08	0x08	0x08	0x08	0x08	0x08	0x08	0x019
0x002B	Clock configuration	0x02	0x02	0x02	0x02	0x02	0x02	0x02	0x01A

**Tabla A3.** Valores de programación del filtro programable del ADA2200.

## ANEXO IV: Mapa de registros internos y descripciones del ADA2200

Name	Address (Hex)	Bits	Bit Name	Description	Default <sup>1</sup>
Serial Interface	0x0000	7	Reset	Writing a 1 to this bit places the device in reset. The device remains in reset until a 0 is written to this bit. All of the configuration registers return to their default values.	0
		6	LSB first	Serial port communication, LSB or MSB first. 0 = MSB first. 1 = LSB first.	0
		5	Address increment	Controls address increment mode for multibyte register access. 0 = address decrement. 1 = address increment.	0
		4	SDIO active	4-wire SPI select. 0 = SDIO operates as a bidirectional input/output. The SDO signal is disabled. 1 = SDIO operates as an input only. The SDO signal is active.	0
		3	SDIO active	This bit is a mirror of Bit 4 in Register 0x0000.	0
		2	Address increment	This bit is a mirror of Bit 5 in Register 0x0000.	0
		1	LSB first	This bit is a mirror of Bit 6 in Register 0x0000.	0
		0	Reset	This bit is a mirror of Bit 7 in Register 0x0000.	0
Chip Type	0x0006	[3:0]	Die revision[3:0]	Die revision number.	0000
Filter Strobe	0x0010	[7:0]	Load coefficients[1:0]	When toggled from 0 to 1, the filter coefficients in configuration Register 0x0011 through Register 0x0027 are loaded into the IIR filter.	00
Filter Configuration	0x0011	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0xC02 <sup>2</sup>
	0x0012	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x0F <sup>2</sup>
	0x0013	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x1D <sup>2</sup>
	0x0014	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0xD7 <sup>2</sup>
	0x0015	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0xC0 <sup>2</sup>
	0x0016	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x0F <sup>2</sup>
	0x0017	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0xC0 <sup>2</sup>
	0x0018	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x0F <sup>2</sup>
	0x0019	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x1D <sup>2</sup>
	0x001A	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x97 <sup>2</sup>
	0x001B	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x7E <sup>2</sup>
	0x001C	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x88 <sup>2</sup>
	0x001D	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0xC0 <sup>2</sup>
	0x001E	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x0F <sup>2</sup>
	0x001F	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0xC0 <sup>2</sup>
	0x0020	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x0F <sup>2</sup>
	0x0021	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0xC0 <sup>2</sup>
	0x0022	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x0F <sup>2</sup>
	0x0023	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x00 <sup>2</sup>
	0x0024	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0xE0 <sup>2</sup>
0x0025	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x23 <sup>2</sup>	
0x0026	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x02 <sup>2</sup>	
0x0027	[7:0]	Coefficient[7:0]	Programmable filter coefficients.	0x24 <sup>2</sup>	

**Tabla A4.** Descripción de los registros de configuración del ADA2200.

Name	Address (Hex)	Bits	Bit Name	Description	Default <sup>1</sup>
Analog Pin Configuration	0x0028	1	INP gain	1 = only the INP input signal is sampled. An additional 6 dB of gain is applied to the signal path.	0
		0	Clock source select	0 = device is configured to generate a clock if a crystal or resonator is placed between the XOUT and CLKIN pins. 1 = device is configured to accept a CMOS level clock on the CLKIN pin. The internal XOUT driver is disabled.	0
Sync Control	0x0029	5	SYNCO output enable	1 = enables the SYNCO output pad driver.	1
		4	SYNCO invert	1 = inverts the SYNCO signal.	0
		[3:0]	SYNCO edge select	These bits select one of 16 different edge locations for the SYNCO pulse relative to the output sample window. See Figure 24 for details.	1101
Demod Control	0x002A	6	PHASE90	1 = delays the phase between the RCLK output and the strobe controlling the mixing signal. See Figure 23 for details.	0
		4	Mixer enable	1 = the last sample that is taken while RCLK is active remains held while RCLK is inactive.	1
		3	RCLK select	0 = sends the SDO signal to the output driver of Pin 13. 1 = sends the RCLK signal to the output driver of Pin 13.	1
		[2:0]	VOCM select	000 = set the VOCM pin to $V_{DD}/2$ . Low power mode. 001 = use the external reference to drive VOCM. 010 = set the VOCM pin to $V_{DD}/2$ . Fast settling mode. 101 = set the VOCM pin to 1.2 V.	000
Clock Configuration	0x002B	[4:2]	CLKIN DIV[2:0]	The division factor between $f_{CLKIN}$ and $f_{SI}$ . 000 = divide by 1. 001 = divide by 16. 010 = divide by 64. 100 = divide by 256.	000
		[1:0]	RCLK DIV[1:0]	These bits set the division factor between $f_{SO}$ and $f_M$ . 00 = reserved. 01 = the frequency of RCLK is $f_{SO}/4$ . 10 = the frequency of RCLK is $f_{SO}/8$ . 11 = reserved.	10
Digital Pin Configuration	0x002C	0	RCLK/SDO output enable	1 = RCLK/SDO output pad driver is enabled.	1
Core Reset	0x002D	0	Core reset	1 = puts the device core into reset. The values of the SPI registers are preserved. This does not initiate a boot from the EEPROM. 0 = core reset is deasserted.	0
Checksum	0x002E	[7:0]	Checksum value[7:0]	This is the 8-bit checksum calculated by the ADA2200, performed on the data it reads from the EEPROM.	N/A
EEPROM Status	0x002F	2	Checksum failed	1 = calculated checksum does not match the checksum byte read from the EEPROM.	N/A
		1	Checksum passed	1 = calculated checksum matches the checksum byte read from the EEPROM.	N/A
		0	Boot from EEPROM complete	1 = boot from the EEPROM has completed. 0 = boot from the EEPROM has timed out. Wait 10,000 clock cycles after the boot is initiated to check for boot completion.	N/A

**Tabla A4.** Descripción de los registros de configuración del ADA2200.

## ANEXO V: Configuración por defecto de los registros del ADA2200

Addr. (Hex)	Register Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Default <sup>2</sup>
0x0000	Serial interface	Reset	LSB first	Address increment	SDO active	SDO active	Address increment	LSB first	Reset	0x00
0x0006	Chip type	0	0	0	0	Die revision[3:0]				0x00 (read only)
0x0010	Filter strobe	0	0	0	0	0	0	Load coefficients[1:0]		0x00
0x0011 to 0x0027	Filter configuration	Coefficient[7:0]								See Table 11
0x0028	Analog pin configuration	X	X	X	X	X	X	INP gain	Clock source select	0x00
0x0029	Sync control	X	X	SYNCO output enable	SYNCO invert	SYNCO edge select[3:0]				0x2D
0x002A	Demod control	X	PHASE90	X	Mixer enable	RCLK select	VOCM select[2:0]			0x18
0x002B	Clock configuration	X	X	X	CLKIN DIV[2:0]			RCLK DIV[1:0]		0x02
0x002C	Digital pin configuration	X	X	X	X	X	X	X	RCLK/SDO output enable	0x01
0x002D	Core reset	X	X	X	X	X	X	X	Core reset	0x00
0x002E	Checksum	Checksum value[7:0]								N/A (read only)
0x002F	EEPROM status	X	X	X	X	X	Checksum failed	Checksum passed	Boot from EEPROM complete	N/A (read only)

**Tabla A5.** Configuración por defecto de los registros del ADA2200.

## **ANEXO VI: Código de programación del ATMEGA 2560 para la toma de medidas mediante ADC**

/\*En este programa tomo 800 medidas seguidas de los escalones, tanto de OUT+ como de OUT-. Las almaceno en dos variables muestra\_pos[800] y muestra\_neg[800]. Una vez obtenidas deshabilito la interrupción externa para poder operar con ellas y obtener una salida. Para ello, sumo las muestras correspondientes a cada escalón, por ejemplo, para el escalón 0, sumo la muestra 0, la 8, la 16, etc., hasta completar las 100 muestras que tengo por cada escalón (100 muestras x 8 escalones = 800 muestras), y esto lo hago para cada escalón. La suma de las 100 muestras de cada escalón las guardo en la variable Vescalon[8]. Para obtener la salida hago la media de los 8 escalones guardados en Vescalon[8] y lo guardo en media\_final. El valor ahí guardado lo transformo a mV y a Kg y lo imprimo.  
El programa es igual que ADC\_ADA2200\_6\_resumido pero el lugar de repetir 10 veces la toma de 80 muestras, cojo las 800 muestras seguidas y luego opero. De esta manera sólo paro las interrupciones una vez, cada vez que obtenga una medida de salida. De la otra forma se paraban las interrupciones 10 veces por lo que las tomas en esas 10 tandas no eran consecutivas.\*/

```
unsigned int i=0;           //Índice para almacenar las 80 muestras medidas.
unsigned int j=0;           //Índice para contar el número de medidas totales realizadas.
unsigned char n_escalon=0;  //N° de escalón a almacenar en el array.
unsigned char n_medida=0;   //N° de medida de las 100 de cada escalón.
unsigned int Vref=2517;     //Valor de la tensión de referencia del ADC.
float S=95.88;             //Valor de sensibilidad aplicado.
float Vescalon[8];         //Array de 100 valores OOTP-OUTN de los 8 escalones.
float Vescalon_pos[8];     //Array de 100 valores por escalón de la salida OOTP.
float Vescalon_neg[8];     //Media de los 100 valores por escalón de la salida OUTN.
float Vesc=0;              //Suma de los 8 valores almacenados en Vescalon[8].
unsigned int muestra_pos[800]; //Array donde almaceno las 800 medidas tomadas de OOTP.
unsigned int muestra_neg[800]; //Array donde almaceno las 800 medidas tomadas de OUTN.
float media_final=0;       //Salida final (media de los 8 escalones menos offset).
float peso=0;              //Valor de salida transformado en Kg.
unsigned char primera_medida=0; //Indica la primera medida al arrancar el sistema.
float offset_pos[8];       //Media de los 100 valores por escalón del offset en OOTP.
float offset_neg[8];       //Media de los 100 valores por escalón del offset en OUTN.
float offset_media[8];     //Almacena 100 valores (OOTP-OUTN) de offset de cada escalón.
float offset=0;           //Almacena el valor final del offset.
```

```
void setup()
{
  analogReference(INTERNAL2V56); //Fijo la referencia de tensión del ADC en 2.56V.

  /*Configuro el pin 2 del Arduino como entrada de interrupción por flanco de bajada. A
  esta entrada conecto la señal SYNCO.*/

  attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(2), medicion, RISING);

  Serial.begin(56000); //Configuro la velocidad del puerto serie.
  Serial.println("LABEL,hora,Lectura"); //Imprimo en Excell el título de las columnas.
}
```

```
void loop()
{
  if (i==800) //Detecta si se han tomado las 800 muestras para obtener la medida.
  {
    SREG&=0x7F; //Deshabilito las interrupciones para poder operar con los datos.
    if (primera_medida==0) //Si es la primera medida se trata del offset.
    {
      primera_medida=1; //Indico que ya se ha tomado la primera medida (el offset).

      //Lazo en el que obtengo la media de las 100 medidas del offset para cada escalón.

      for (n_escalon=0;n_escalon<8;n_escalon++)
      {
        /*Lazo para almacenar las 100 medidas de cada escalón en la posición de su array
        correspondiente.*/
```

```

for (n_medida=0;n_medida<100;n_medida++)
{
    //Sumo las 100 medidas de offset para cada escalón de OOTP.
    offset_pos[n_escalon]=offset_pos[n_escalon]+muestra_pos[n_escalon+(n_medida*8)];

    //Sumo las 100 medidas de offset para cada escalón de OUTN.
    offset_neg[n_escalon]=offset_neg[n_escalon]+muestra_neg[n_escalon+(n_medida*8)];
}

//Obtengo la media de las 100 medidas de offset para cada escalón de OOTP.
offset_pos[n_escalon]=offset_pos[n_escalon]/100;

//Obtengo la media de las 100 medidas de offset para cada escalón de OUTN.
offset_neg[n_escalon]=offset_neg[n_escalon]/100;

//Guardo la medida de offset diferencial (OOTP-OUTN) para cada escalón.
offset_media[n_escalon]=offset_pos[n_escalon]-offset_neg[n_escalon];

//Sumo la medida diferencial del offset de los 8 escalones para obtener su media.
offset=offset+offset_media[n_escalon];

Serial.print("DATA,TIME,"); //Envío al Excell el valor de los 8 escalones de la medida.
Serial.println(offset_media[n_escalon]); //Valor diferencial del offset de salida.
}
offset=offset/8; //Media de los 8 escalones = Valor final de offset entre OOTP y OUTN.
Serial.print("DATA,TIME,"); //Envío al Excell el valor de offset de salida obtenido.
Serial.println(offset);
}
else //Si no es medida de offset, entramos en la rutina de medidas de salida.
{
    //Lazo en el que obtengo la media de las 100 medidas para cada escalón.
    for (n_escalon=0;n_escalon<8;n_escalon++)
    {
        /*Lazo que almacena las 100 medidas por escalón en la posición de su array
        correspondiente.*/
        for (n_medida=0;n_medida<100;n_medida++)
        {
            //Sumo las 100 medidas de salida para cada escalón de OOTP.
            Vescalon_pos[n_escalon]=Vescalon_pos[n_escalon]+muestra_pos[n_escalon+(n_medida*8)];

            //Sumo las 100 medidas de salida para cada escalón de OUTN.
            Vescalon_neg[n_escalon]=Vescalon_neg[n_escalon]+muestra_neg[n_escalon+(n_medida*8)];
        }

        //Obtengo la salida diferencial (OOTP-OUTN) de las 100 medidas para cada escalón.
        Vescalon[n_escalon]=Vescalon_pos[n_escalon]-Vescalon_neg[n_escalon];

        //Obtengo el valor medio de cada escalón para la salida diferencial.
        Vescalon[n_escalon]=Vescalon[n_escalon]/100;

        //Obtengo la media de las 100 medidas de salida para cada escalón de OOTP.
        Vescalon_pos[n_escalon]=Vescalon_pos[n_escalon]/100;

        //Obtengo la media de las 100 medidas de salida para cada escalón de OUTN.
        Vescalon_neg[n_escalon]=Vescalon_neg[n_escalon]/100;

        //Sumo los 8 escalones que representan OOTP-OUTN.
        Vesc=Vesc+Vescalon[n_escalon];
        Serial.print("DATA,TIME,");

        //Represento el valor medio OOTP-OUTN (sobre 100 medidas) de cada escalón.
        Serial.println(Vescalon[n_escalon]*Vref/1024);
        Serial.print("DATA,TIME,");

        //Represento el valor medio de OOTP para cada escalón.
        Serial.println(Vescalon_pos[n_escalon]*Vref/1024);
        Serial.print("DATA,TIME,");

        //Represento el valor medio de OUTN para cada escalón.
        Serial.println(Vescalon_neg[n_escalon]*Vref/1024);
        Vescalon_pos[n_escalon]=0; //Borro el array de escalones OOTP para la siguiente medida.
        Vescalon_neg[n_escalon]=0; //Borro el array de escalones OUTN para la siguiente medida.
    }
}

```

```

//Media de los 8 escalones de salida (OUTP-OUTN) menos el offset.
media_final=(Vesc/8)-offset;
Serial.print("DATA,TIME,");
/*Represento el valor final de salida filtrado. Se obtiene tras hacer la media de 800
muestras.*/
Serial.println(media_final*Vref/1024,3);

//Cálculo del peso en Kg dividiendo tensión de salida (mV) entre sensibilidad (mV/Kg).
peso=(media_final/S)*Vref/1024;
Serial.print("DATA,TIME,");
Serial.println(peso,4); //Represento el valor de salida en Kg.
Serial.print("DATA,TIME,");
Serial.println(" ");
media_final=0; //Reseteo el valor de salida para tomar la próxima medida.
Vesc=0;
i=0; //Reinicio del índice de almacenamiento y número de medidas del ADC.
}

/*Índice del n° de valores de salida final obtenidos. El sistema para al llegar a 350
medidas completas (350x800=28000 muestras).*/
if (j!=350)
{
j++;

/*Habilito las interrupciones para obtener una nueva medida mientras no se llegue a las
350 medidas completas del valor de salida.*/
SREG|=0x80;
}
}
}

/*INTERRUPCIÓN DISPARADA POR LA SEÑAL SYNCO DEL ADA2200, PARA LLEVAR A CABO LAS MEDIDAS DE LAS
MUESTRAS DE SALIDA DEL ADA2200*/

void medicion()
{
if (i!=800) //Índice para contabilizar las 800 medidas.
{
muestra_pos[i]=analogRead(A0); //Medida de OUTP antes del filtro paso bajo de salida.
muestra_neg[i]=analogRead(A1); //Medida de OUTN antes del filtro paso bajo de salida.
i++; //Incremento el índice para la siguiente medida.
}
}
}

```

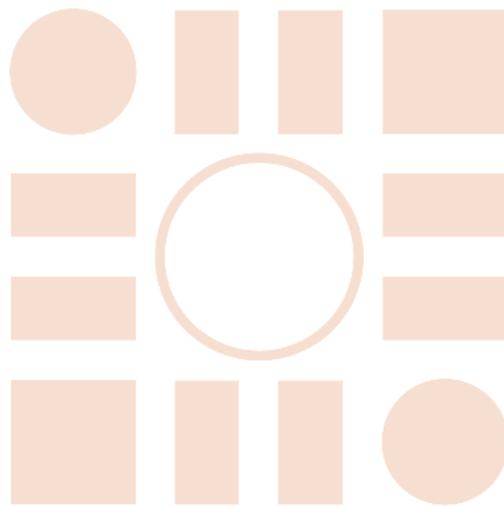
# BIBLIOGRAFÍA

- [1] Z. Instruments, «Principles of lock-in detection and the state of the art Zurich Instruments, White Pap., no. November, pp. 1–10, 2016.,» p. pp. 1–10, Noviembre 2016.
- [2] S.-Y. Zhou, L.-J. Lai, G.-Y. Gu y L.-M. Zhu, «A Digital Lock-In Amplifier Based Contact Detection Technique for Electrochemical Nanolithography,» Berlin, Heidelberg, Springer Berlin Heidelberg, 2012, pp. 313–322. Accedido el 28 de noviembre de 2021. [En línea]. Disponible: [https://doi.org/10.1007/978-3-642-33515-0\\_32](https://doi.org/10.1007/978-3-642-33515-0_32).
- [3] A. De Marcellis, G. Ferri, A. D'Amico, C. Di Natale y E. Martinelli, «A Fully-Analog Lock-In Amplifier With Automatic Phase Alignment for Accurate Measurements of ppb Gas Concentrations,» vol. 12, nº 5, p. 1377–1383. Accedido el 28 de noviembre de 2021. [En línea]. Disponible: <https://doi.org/10.1109/jsen.2011.2172602>, mayo de 2012.
- [4] I. Sáez de Ocariz, F. Alonso y B. Gambin, «Termografía infrarroja como ensayo no destructivo: detección de defectos en componentes aeroespaciales,» 15 08 2005. [En línea]. Available: <https://www.interempresas.net/MetalMecanica/Articulos/11149-Termografia-infrarroja-ensayo-no-destructivo-deteccion-defectos-componentes-aeroespaciales.html>.
- [5] L.-i. Milliohmmeter, «Appl. Note AN2207, p. 1-10,» [En línea]. Available: <https://manualzz.com/doc/20324851/application-note-an2207-lock-in-milliohmmeter>.
- [6] B. Bataller, «Desarrollo del control de un espectrómetro en el dominio temporal en la banda de los terahercios,» de *Trabajo final de grado*, Valencia, Universidad Politécnica de Valencia, 2012, pp. 16-48.
- [7] F. J. M. Meca, *Ruido intrínseco en circuitos electrónicos*, Material docente de la asignatura "Ruido e interferencias en sistemas electrónicos". Departamento de Electrónica de la Universidad de Alcalá de Henares.
- [8] F. D. Luna, «El mito de las interferencias en modo común,» *CEMDAL*, 2014.
- [9] Miguel A. Pérez García, J. C. Álvarez Antón, J. C. Campo Rodríguez, F. J. Ferrero Martín y G. J. Grillo Ortega, *INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA*, Madrid: Thomson, 2006.
- [10] M. Granda Miguel y E. Mediavilla Bolado, *INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA: TRANSDUCTORES Y ACONDICIONADORES DE SEÑAL*, Santander: PubliCan - Ediciones de la Universidad de Cantabria, 2010.
- [11] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky y S. H. Nawab, *Señales y Sistemas*, Segunda ed., México: Prentice Hall, 1997.

- [12] M. L. Meade, Lock-in amplifiers: principles and applications, e-edition, 2013.
- [13] ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V [Datasheet]. 8-bit Microcontroller with 16/32/64KB In-System Programmable Flash, ATMEL, Rev: 2549Q-AVR-02/2014.
- [14] «Evaluation Board for the ADA2200 Synchronous Demodulator,» *ADA2200-EVALZ UG-702 User Guide, Rev. 0*, Analog Devices.
- [15] «Synchronous Demodulator and Configurable Analog Filter,» *ADA2200 Datasheet, Rev.0*, Analog Devices.
- [16] M. Moretensen y E. G. Nestler, «Circuitos analógicos muestreados de alta precisión». Patente 9847789, 07 Marzo 2017.
- [17] B. Harrington, «Low-Power Synchronous Demodulator,» *AnalogDialogue*, vol. 49, Mayo 2015.
- [18] G. Castro, «Using the ADA2200 as a Time Domain Filter,» de *Mini Tutorial MT-234*, Analog Devices, 2014.
- [19] «Precision, Single-Supply, SPST Analog Switches,» *Datasheet, Rev 1; 10/97*, MAXIM.
- [20] «TL431, TL432 Precision Programmable Reference,» *Datasheet, Rev: Jul 2022*, Texas Instruments.
- [21] «Single Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier,» *AD623 Datasheet, Rev. C*, Analog Devices.



Universidad de Alcalá  
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR



Universidad  
de Alcalá