



industriales
etsii

Escuela Técnica
Superior
de Ingeniería
Industrial

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería Industrial

Medida de resistencia eléctrica en composites basados en grafeno

TRABAJO FIN DE GRADO

GRADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA



Universidad
Politécnica
de Cartagena

Autor: David Cánovas Conesa
Director: José Antonio Villarejo Mañas
Codirector: José Sanes Molina

ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN	9
1.1. Objetivos	11
2. ESTADO DEL ARTE	13
2.1. Conductividad eléctrica y umbral de percolación en los CPNC	13
2.2. Antecedentes en la relación conductividad eléctrica y cantidad de relleno de carbono en los CPNC	14
2.2.1. Caracterización de nanocomposites de PLA-rGO/MWCNT	14
2.2.2. Caracterización de nanocomposites de PMMA-rGO	16
2.3. Conductividad y resistividad eléctrica	18
2.3.1. Requisitos de medida	19
2.4. Conceptos previos	19
2.4.1. Función de transferencia	20
2.4.2. Diagrama de Bode	20
2.5. Amplificador Operacional	23
2.5.1. Corriente de polarización de entrada	25
2.5.2. Voltaje de Offset de entrada y Power Supply Rejection Ratio	25
2.5.3. Ancho de banda	26
2.6. Pérdidas de corriente	27
2.6.1. Técnica del “Guarda” para minimizar pérdidas de corriente	29
2.7. Software TINA-TI	29
3. Diseño y análisis del circuito de la solución	32
3.1. Amplificador de Transimpedancia	32
3.2. Selección del modelo	33
3.2.1. Selección de tensión de alimentación del LMC6081	34
3.3. Función de transferencia en lazo abierto	35
3.4. Función de transferencia de la ganancia en lazo cerrado del amplificador de transimpedancia	41
3.5. Análisis de la impedancia de entrada del LMC6081	42
3.6. Efecto de las capacidades de entrada en la impedancia de entrada	47
3.6.1. Efecto de la capacidad de entrada en la salida del operacional	49
3.7. Efecto de la tensión de entrada en la ganancia del circuito	51
3.8. Corrección de la inestabilidad a la salida	54
3.8.1. Efecto del condensador de realimentación en la velocidad del circuito	63
3.9. Implementación de “Guarda” en el amplificador de transimpedancia	66

3.10.	Circuito de medida solución final	67
4.	Diseño prototipo circuito de medida	68
4.1.	Diseño PCB y asignación de huellas.....	72
4.1.1.	Huellas asignadas a cada componente.....	73
4.1.2.	Diseño final PCB.....	73
4.1.3.	Modelo 3D del resultado final de la PCB.....	75
5.	Diseño del generador de tensión	79
5.1.	Análisis del circuito.....	79
5.1.1.	Transformador	79
5.1.2.	Rectificador de onda completa	80
5.1.3.	Filtro por condensador	82
5.1.4.	Regulador lineal de voltaje.....	83
5.2.	Fuente de tensión regulable.....	85
5.3.	Cálculo de la solución	85
5.4.	Selección de componentes	89
5.5.	Simulación de la solución	93
5.6.	Diseño PCB y conexionado.....	96
5.6.1.	Esquema de conexión de la PCB con el transformador	98
6.	Pruebas y resultados	99
6.1.	Simulaciones previas de resultados de medida	99
6.1.1.	Medida de $1G\Omega$	99
6.1.2.	Medida de $10G\Omega$	100
6.1.3.	Medida de $100G\Omega$	102
6.2.	Experimento en laboratorio, medida de PMMA y PMMA+GO	104
6.2.1.	Preparación de la muestra.....	105
6.2.2.	Procedimiento.....	107
6.2.3.	Resultados obtenidos.....	109
6.2.4.	Conclusiones	112
6.3.	Experimento con prototipo amplificador de transimpedancia.....	112
7.	Conclusiones y trabajos futuros	117
8.	ANEXOS.....	118
9.	BIBLIOGRAFÍA.....	173

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Keithley 4200.....	11
Figura 2. Cámara de resistividad 8009.....	11
Figura 3. CPNC con baja concentración de relleno.	13
Figura 4. CPNC efecto túnel.	13
Figura 5. CPNC red conductiva completa.....	14
Figura 6. Método de medición de resistividad de 4 puntos.....	15
Figura 7. Resistividad eléctrica de composites de PLA-rGO y PLA-MWCNTs a diferentes cantidades de relleno.	15
Figura 8. Técnicas de preparación de PMMA-rGO.	17
Figura 9. Conductividad eléctrica de PMMA-rGO preparado mediante 3 métodos en función del contenido (%) en peso de relleno.	17
Figura 10. Símbolo A.O.	24
Figura 11. Modelo del A.O.	24
Figura 12. Modelo ideal A.O.	25
Figura 13. Diagrama de Bode de ganancia y polo simple.....	27
Figura 14. Modelo pérdidas de corriente.....	28
Figura 15. Técnica de guarda para pérdidas de corriente.....	29
Figura 16. Interfaz TINA-TI.	30
Figura 17. Análisis transitorio en TINA-TI.....	30
Figura 18. Diagramas de Bode en TINA-TI.....	31
Figura 19. Voltage Generator y Current Generator en TINA-TI.	31
Figura 20. "Voltage pin" y "Current arrow" en TINA-TI.	31
Figura 21. Diagrama de bloques circuito de medida.....	32
Figura 22. Diagrama de bloques proceso de la solución.....	32
Figura 23. Amplificador de Transimpedancia modelo ideal.....	33
Figura 24. Modelo efecto de la corriente de polarización sobre el amplificador de transimpedancia.....	33
Figura 25. Valor corriente polarización de entrada LMC6081.	34
Figura 26. Voltaje de offset con 5 y 0V de alimentación simple.	34
Figura 27. Respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto LMC6081 proporcionada por el fabricante.....	35
Figura 28. GBW del LMC6081 proporcionado por el fabricante.	36
Figura 29. Descarga del modelo del LMC6081 proporcionado por Texas Instruments.	36
Figura 30. Primer circuito para la obtención de la respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto del LMC6081.	37
Figura 31. Circuito para la obtención de la respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto del LMC6081.	37
Figura 32. Respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto del LMC6081 obtenida mediante simulación.....	38
Figura 33. GBW del LMC6081 obtenido mediante simulación.	38
Figura 34. <i>GDC</i> obtenido mediante simulación.	39
Figura 35. Polo simple <i>fp1</i> obtenido mediante simulación.....	39
Figura 36. Polo compuesto <i>fp2</i> obtenido mediante simulación.	40
Figura 37. Modelo amplificador de transimpedancia.....	41
Figura 38. Resistencia de entrada del LMC6081 según datasheet.	42
Figura 39. Diagrama de Bode de la impedancia de entrada equivalente.....	43
Figura 40. Diagrama de Bode de la impedancia de entrada obtenido en MATLAB.	44
Figura 41. Comprobación de los puntos del diagrama de Bode 1.....	44

Figura 42. Comprobación de los puntos del diagrama de Bode 2.....	45
Figura 43. Comprobación de los puntos del diagrama de Bode 3.....	45
Figura 44. Circuito simulación de la impedancia de entrada del LMC6081.....	46
Figura 45. Diagrama de Bode de la impedancia de entrada equivalente del LMC6081 obtenido mediante simulación.....	46
Figura 46. Modelo impedancia equivalente hasta frecuencia de resonancia.....	47
Figura 47. Modelo de la capacidad de entrada en el amplificador de transimpedancia.....	48
Figura 48. Modelo ideal del amplificador de transimpedancia con capacidad de entrada.....	49
Figura 49. Circuito para simular el efecto de la capacidad de entrada sobre el diagrama de Bode de $GCL(s)$	50
Figura 50. Efecto de la capacidad de entrada en la respuesta en frecuencia de $GCL(s)$ del circuito de la Fig. 38, obtenido por simulación.....	51
Figura 51. Modelo de fuente de corriente como fuente de voltaje y resistencia.....	52
Figura 52. Primer circuito de la solución completa.....	52
Figura 53. Simulación respuesta en frecuencia de $GCL(s)$ del Caso 1.....	53
Figura 54. Simulación respuesta en frecuencia de $GCL(s)$ del Caso 2.....	54
Figura 55. Modelo del amplificador de transimpedancia con CF	55
Figura 56. Respuesta en frecuencia de la ganancia de ruido.....	56
Figura 57. Ancho de banda de $GCL(s)$	57
Figura 58. Intersección respuesta en frecuencia de la ganancia de ruido con la de la ganancia en lazo abierto.....	57
Figura 59. Circuito para comprobar las deducciones sobre CF	58
Figura 60. Respuesta en frecuencia de $GCL(s)$ del circuito de la Fig. 48.....	59
Figura 61. Simulación respuesta transitoria ante escalón del circuito de la Fig. 48.....	59
Figura 62. Simulación respuesta transitoria ante señal cuadrada del circuito de la Fig. 48.....	60
Figura 63. Circuito a simular para comprobar el efecto de CF	60
Figura 64. Resultados del Caso 1.....	61
Figura 65. Resultados Caso 2.....	61
Figura 66. Resultados Caso 3.....	62
Figura 67. Resultados del Caso 4.....	63
Figura 68. Circuito a simular para comprobar cómo afecta CF en la velocidad de respuesta del circuito de transimpedancia.....	64
Figura 69. Respuesta transitoria ante señal cuadrada de entrada Caso 1.....	65
Figura 70. Respuesta transitoria ante escalón de entrada Caso 2.....	65
Figura 71. Implementación del guarda en el circuito de transimpedancia.....	66
Figura 72. Esquema final del circuito de medida.....	67
Figura 73. Interfaz KiCAD 6.0.....	68
Figura 74. Esquemático PCB del prototipo 1 de circuito de medida.....	69
Figura 75. Adquisición de los modelos, símbolos y huellas a través de Mouser.....	69
Figura 76. Símbolos R1 e IC1.....	70
Figura 77. Símbolos elementos J1 y J7 y aspecto real.....	70
Figura 78. Símbolo y aspecto real del LMC6081.....	70
Figura 79. Símbolo y aspecto real del componente J2.....	71
Figura 80. Símbolo del componente J3 y aspecto real de los pines.....	71
Figura 81. Condensador C0402C104K4PAC.....	71
Figura 82. Condensador CC45SL3FD100JYNNA.....	71
Figura 83. Edición de huella de un componente KiCAD.....	72
Figura 84. Ventana de previsualización y selección de huella KiCAD.....	72
Figura 85. Ruteo diseño final PCB.....	74
Figura 86. Selector de capa en KiCAD.....	75

Figura 87. Modelo 3D resultado final prototipo.....	76
Figura 88. Modelo 3D prototipo parte trasera.....	76
Figura 89. Asignación modelo 3D de componente en KiCAD.....	77
Figura 90. Exportación de archivos GERBER en KiCAD.....	77
Figura 91. Previsualización del pedido de la PCB con GERBERS.....	78
Figura 92. Etapas de una fuente de alimentación CC.....	79
Figura 93. Símbolo eléctrico del transformador.....	80
Figura 94. Rectificación de onda completa.....	80
Figura 95. Puente de Graetz.....	81
Figura 96. Puente de Graetz primer semiperiodo.....	81
Figura 97. Puente de Graetz segundo semiperiodo.....	82
Figura 98. Tensión en el condensador y señal rectificada.....	83
Figura 99. Símbolo regulador lineal de voltaje.....	84
Figura 100. Tensión en el condensador y a la salida del regulador lineal.....	84
Figura 101. Esquema eléctrico fuente de tensión regulable.....	85
Figura 102. I_{ADJ} del LR8.....	86
Figura 103. Valor de la tensión de referencia del LR8.....	86
Figura 104. Referencia de tensión del regulador lineal.....	87
Figura 105. Límites de corriente a la salida del LR8.....	87
Figura 106. V_{Drop} del LR8.....	88
Figura 107. Transformador modelo FD5-120.....	89
Figura 108. Esquema de conexión FD5-120.....	89
Figura 109. Puente de diodos GBU8D-E3/45.....	90
Figura 110. Esquema de conexión GBU8D-E3/45.....	90
Figura 111. Condensador SLP222M180H9P3.....	90
Figura 112. Resistencia ERJ-PA3F9762V.....	91
Figura 113. Resistencia ERA-6VEB1201V.....	91
Figura 114. Potenciómetro 3386X-1-152LF.....	91
Figura 115. Condensador C2220X105K2RACAUTO.....	92
Figura 116. Recomendaciones fabricante LR8.....	92
Figura 117. Diodo RFL60TZ6SGC13.....	92
Figura 118. Regulador lineal de voltaje LR8.....	93
Figura 119. Esquemático final fuente regulable de 100 V.....	93
Figura 120. Simulación salida fuente regulable potenciómetro 100%.....	94
Figura 121. Simulación salida fuente regulable potenciómetro 0%.....	94
Figura 122. Simulación salida fuente regulable potenciómetro 25%.....	94
Figura 123. Forma de onda de la tensión en el puente.....	95
Figura 124. Tensión en el condensador y a la entrada del LR8 simulada.....	95
Figura 125. Esquemático diseño PCB fuente regulable de 100 V.....	96
Figura 126. Capa superior de la PCB fuente 100 V.....	97
Figura 127. Capa inferior de la PCB fuente 100 V.....	97
Figura 128. Resultado 3D de la PCB de la fuente de 100 V.....	98
Figura 129. Conexión final fuente de alimentación regulable 100 V.....	98
Figura 130. Simulación medida de $1G\Omega$	99
Figura 131. Simulación medida de $10G\Omega$ método 1.....	100
Figura 132. Simulación medida de $10G\Omega$ método 2.....	101
Figura 133. Simulación medida de $100G\Omega$ método 1.....	102
Figura 134. Simulación medida de $100G\Omega$ método 2.....	103
Figura 135. Método de voltaje constante, SMU Instrument.....	104
Figura 136. Método de corriente constante, SMU Instrument, 4 hilos.....	105

Figura 137. Método de corriente constante, SMU Instrument, 2 hilos.	105
Figura 138. Muestra de PMMA.	105
Figura 139. Medición de las dimensiones de la muestra.	106
Figura 140. Preparación de la muestra con la cinta conductora.	107
Figura 141. Preparación de la muestra.	107
Figura 142. Efecto medición a 2 hilos en la resistencia.	108
Figura 143. Conexión medida a 2 hilos del Keithley 2400 y la muestra.	108
Figura 144. Keithley 2400.	108
Figura 145. Experimento medida a 2 hilos.	109
Figura 146. Resistencia según tensión aplicada en la muestra PMMA.	111
Figura 147. Diagrama de Bode del experimento.	113
Figura 148. Tensión a la salida del experimento.	113
Figura 149. Multímetro FLUKE 189.	114
Figura 150. Conexión multímetro con placa.	114
Figura 151. Alimentaciones placa de medida.	115
Figura 152. Fuente alimentación HM8040-3.	115

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Asignación de huellas.....	73
Tabla 2. Características físicas de la PCB.....	75
Tabla 3. Diferencia de tensión en el LR8 mediante simulación.....	95
Tabla 4. Resultados medida muestra de PMMA.....	110
Tabla 5. Resultados medida experimento con amplificador de transimpedancia.	116

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la impresión 3D ha tenido un impacto disruptivo en la fabricación y pretende revolucionar los campos industriales. Dentro de la impresión 3D, los científicos e ingenieros han llevado a cabo, en los últimos años, considerables esfuerzos en el descubrimiento, desarrollo y empleo de polímeros, materiales ampliamente utilizados en impresión 3D y en gran variedad de aplicaciones del día a día e industria.

Dentro de la gran cantidad de polímeros disponibles, las últimas investigaciones se han centrado en la búsqueda de materiales que reduzcan, en la mayor medida posible, el impacto sobre el medio ambiente.

Es en este punto donde entra uno de los polímeros más prometedores, el “ácido poliláctico” o “PLA”, ya que puede ser obtenido de una fuente renovable no tóxica como es el ácido láctico (monómero), un ácido orgánico procedente de la fermentación de azúcares como el maíz.

El PLA ha emergido como un material importante debido a sus propiedades de biodegradabilidad, biocompatibilidad, comportamiento termoplástico y procesabilidad, además del su bajo coste. Es por ello, que además de ser ya empleado en la actualidad en la industria textil y de envasado y embalaje, ha emergido su uso en aplicaciones biomédicas como ingeniería de tejidos (reparación de huesos), implantes biomédicos, sistemas de entrega de medicamentos, prótesis dentales, ortopedia, regeneración de tendones, etc.

Sin embargo, el PLA, también presenta entre sus propiedades una baja resistencia al impacto dependiendo el uso para el que se emplee, por lo que es mecánicamente débil, así como también es un material eléctricamente aislante. Con lo que sería de interés, mejorar estas propiedades sin perder las propiedades intrínsecas del PLA, como su biodegradabilidad y biocompatibilidad.

Es aquí donde aparecen los nanocomposites poliméricos conductores (CPNC), que consisten en la adición de pequeñas cantidades de rellenos de carbono a la matriz del polímero. Estos son de gran interés ya que combinan las características de la matriz (baja densidad, alta flexibilidad y buena procesabilidad) con las propiedades eléctricas de las nanofases o rellenos. Además, su bajo costo, la facilidad de preparación y la posibilidad de ajustar sus propiedades eléctricas mediante el uso de una cantidad apropiada de relleno hacen que sean materiales prometedores para otras nuevas aplicaciones, como materiales antiestáticos, materiales de protección contra interferencias electromagnéticas, para dispositivos electrónicos, sensores y adhesivos conductores.

Dentro de los rellenos de carbono, el más prometedor es el grafeno, ya que posee una combinación de propiedades mecánicas, eléctricas y térmicas únicas. El grafeno posee una conductividad eléctrica intrínseca muy alta ($6 \cdot 10^5 S \cdot m^{-1}$), por lo que su incorporación en pequeñas cantidades a matrices poliméricas aislantes provoca el aumento de su conductividad eléctrica en varios órdenes de magnitud. Además, tal y como se expondrá posteriormente en este proyecto, el valor de conductividad del CPNC variará dependiendo de la cantidad añadida de relleno (grafeno u otro relleno de carbono)

a la matriz polimérica, llegando a una cantidad óptima, llamada “umbral de percolación”, donde se produce un salto en la conductividad.

ABSTRACT

At present, 3D printing has had a disruptive impact on manufacturing and aims to revolutionize industrial fields. Within 3D printing, scientists and engineers have made considerable efforts in recent years in the discovery, development and use of polymers, materials widely used in 3D printing and in a wide variety of everyday and industrial applications.

Within the large number of polymers present, the latest research has focused on the search for materials that reduce, as much as possible, the impact on the environment.

It is at this point where one of the most promising polymers comes in, "polylactic acid" or "PLA", since it can be obtained from a non-toxic renewable source such as lactic acid (monomer), an organic acid from fermentation of sugars like corn.

PLA has emerged as an important material due to its biodegradability, biocompatibility, thermoplastic behavior and processability properties, in addition to its low cost. That is why, in addition to being currently used in the textile and packaging industry, its use has emerged in biomedical applications such as tissue engineering (bone repair), biomedical implants, drug delivery systems, prostheses dental, orthopedics, tendon regeneration, etc.

However, PLA also has among its properties a low impact resistance depending on the use for which it is used, so it is mechanically weak, as well as being an electrically insulating material. With what would be of interest, improve these properties without losing the intrinsic properties of PLA, such as its biodegradability and biocompatibility.

This is where conductive polymeric nanocomposites (CPNC) appear, which consist of the addition of small amounts of carbon fillers to the polymer matrix. These are of great interest since they combine the characteristics of the matrix (low density, high flexibility and good processability) with the electrical properties of the nanophases or fillers. In addition, their low cost, ease of preparation and the possibility of adjusting their electrical properties by using an appropriate amount of filler make them promising materials for other new applications, such as antistatic materials, electromagnetic interference shielding materials, for electronic devices, electronics, sensors, and conductive adhesives.

Among the carbon fillers, the most promising is graphene, since it already has a combination of unique mechanical, electrical, and thermal properties. Graphene has a very high intrinsic electrical conductivity ($6 \cdot 10^5 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$), so its incorporation in small quantities into insulating polymeric matrices increases its electrical conductivity by several orders of magnitude. In addition, as will be explained later in this project, the conductivity value of the CPNC will vary depending on the amount of filler (graphene or other carbon filler) added to the polymeric matrix, reaching an optimal amount, called "percolation threshold", where a jump in conductivity occurs.

1.1. Objetivos

Tras lo expuesto en el apartado anterior, es de interés disponer de un equipo capaz de medir la conductividad eléctrica del CPNC, en orden de determinar dicha cantidad óptima de relleno de carbono, con la que se medirá un salto de conductividad, con el objetivo de reducir costes a la hora de añadir el relleno y aumentar la productividad.

Dentro de los diversos estudios realizados últimamente, referentes a la caracterización de nanocomposites poliméricos conductores, se han empleado los equipos “**Keithley 4200**” (ver Fig. 1) y el “**Keithley electrometer 65A1**” junto con la cámara de resistividad “**8009**” (ver Fig. 2), en la medición de conductividad eléctrica.

Estos dispositivos comparten, además de la elevada precisión que presentan en la medida, la característica de su elevado coste, en torno a 2.500€ - 6.500€.



Figura 1. Keithley 4200.



Figura 2. Cámara de resistividad 8009.

La resistencia eléctrica de los composites poliméricos basados en relleno de carbono es de un orden de magnitud muy alto, aunque dicha resistencia dependa de la cantidad de relleno conductor añadido (entre otros parámetros), siguen siendo materiales

principalmente "aislantes". Esto requiere que para medir la conductividad del CPNC, se requerirá excitar el material con una fuente de voltaje, de manera que se consiga que una corriente atraviese el material, la cuál por esta propiedad aislante será de un orden de magnitud muy bajo, ya que siguiendo la ley de Ohm, resistencia eléctrica y corriente son inversamente proporcionales.

$$\downarrow I = \frac{V}{\uparrow R}$$

Es por esto, que el objetivo del presente proyecto será el análisis de los requisitos de un sistema de medida de bajo coste para medir la conductividad o resistividad de materiales que presentan alta resistencia: tensión a aplicar y corriente a medir; además del diseño de la electrónica necesaria para realizar la medida.

Para ello, deberá diseñarse un amplificador de transimpedancia de altas prestaciones y precisión, capaz de amplificar la baja corriente producida sin inducir un error apreciable, y un generador de tensión del valor apropiado, tal y como se estudiará en el presente documento.

2. ESTADO DEL ARTE

2.1. Conductividad eléctrica y umbral de percolación en los CPNC

Los nanocomposites poliméricos basados en grafeno, exhiben generalmente un incremento no-lineal de su conductividad eléctrica, como una función de la cantidad de concentración del relleno añadido.

A una determinada carga de grafeno o del relleno de carbono, conocida como el “umbral de percolación” o “percolation threshold” (ρ_c), las partículas de relleno forman una red conductiva, que lleva a un incremento repentino en la conductividad del nanocomposite. En ocasiones, la adición de una muy pequeña cantidad de relleno conductor puede conseguir que estas partículas de relleno entren en contacto formando caminos conductivos y consiguiendo que el nanocomposite entero sea conductivo.

El incremento de conductividad en función del aumento de relleno de carbono o grafeno ocurre en tres etapas:

1. Primero, debido a la insuficiente carga de relleno la conductividad del material es muy baja, predomina el comportamiento aislante de la matriz, ya que los rellenos no forman una red continua para que los electrones fluyan.

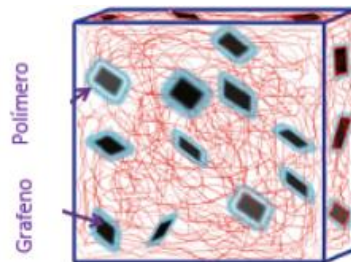


Figura 3. CPNC con baja concentración de relleno.

2. Con el aumento de concentración de relleno, se empiezan a acercar las láminas de grafeno y se empieza a formar una especie de racimo conductivo, con un incremento en la conductividad. Esto es debido a que ocurre el efecto túnel entre las láminas de grafeno cercanas o en contacto.

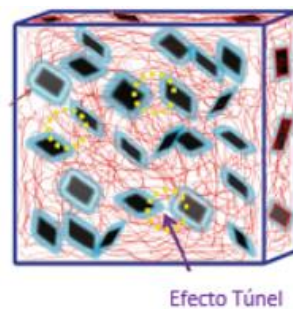


Figura 4. CPNC efecto túnel.

3. Con el aumento de grafeno, cada vez un mayor número de partículas entran en contacto, hasta que se forma una red conductiva completa, al alcanzar el umbral de percolación.

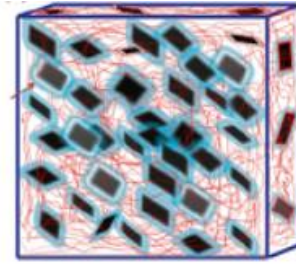


Figura 5. CPNC red conductiva completa.

Además de la concentración de relleno de grafeno (o de carbono), otros factores también afectan a la conductividad eléctrica y el umbral de percolación en el CPNC, tales como el método de procesamiento empleado, la relación de aspecto de la nanofase de relleno (tamaño y morfología), el grado de dispersión conseguido (o aglomeración de la carga), la funcionalización de la nanofase y el tipo de matriz polimérica.

2.2. Antecedentes en la relación conductividad eléctrica y cantidad de relleno de carbono en los CPNC

A continuación, se presentarán los resultados de un estudio, llevado a cabo para la caracterización de algunos nanocomposites de diferentes polímeros con nanofases de carbono, en orden de comprobar y verificar el comportamiento conductivo expuesto en el apartado anterior.

2.2.1. Caracterización de nanocomposites de PLA-rGO/MWCNT

A continuación, se presenta el estudio llevado a cabo por Rui Guo et al [1] (ver en apartado de Bibliografía), llevado a cabo con el propósito de mejorar la conductividad de composites de PLA con rellenos de carbono.

Los rellenos añadidos fueron nanopaletas de grafeno reducido (rGO) y nanotubos de carbono de paredes múltiples (MWCNTs) de impureza menor del 5%. Y los nanocomposites fueron fabricados mediante el método “masterbatch melting” (fusión) para mejorar el grado de dispersión de las nanofases.

La medición de la resistividad volumétrica se llevó a cabo mediante el test de medición de 4 puntos con un ST2722 de Suzhou Jingge Electronics Co, y con un ST2643 cuando la resistividad presentaba un valor superior a $2 \cdot 10^7 \Omega \cdot m$.

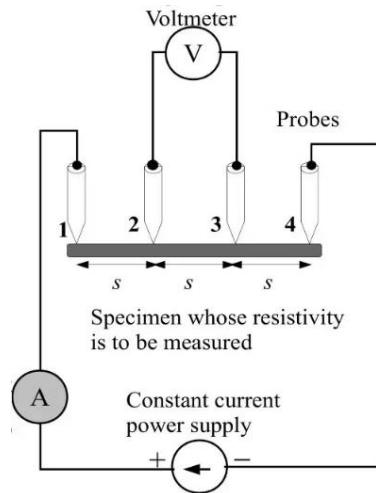


Figura 6. Método de medición de resistividad de 4 puntos.

La Figura 7, muestra los resultados obtenidos en dicho estudio, donde se aprecia la resistividad eléctrica en función de la cantidad de relleno de carbono. La línea negra representa el nanocomposite de PLA-rGO y la roja el de PLA-MWCNTs. Se puede observar claramente, que con la adición de rGO la resistividad (inversa de la conductividad) disminuye, o en otras palabras, al aumentar el contenido de rGO la conductividad aumenta.

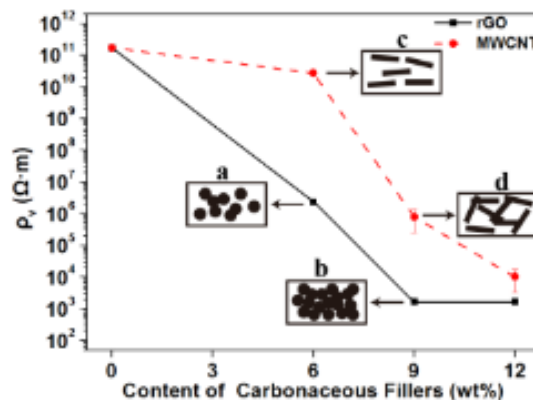


Figura 7. Resistividad eléctrica de composites de PLA-rGO y PLA-MWCNTs a diferentes cantidades de relleno.

Cuando se añade un 6 wt % (% de contenido en peso) de rGO, la resistividad del PLA-rGO se reduce 5 órdenes de magnitud, pasando de $10^{11} \Omega \cdot m$ a $10^6 \Omega \cdot m$. Y con la adición de 9 wt %, la resistividad eléctrica alcanza su valor mínimo, de $10^3 \Omega \cdot m$. Como se puede observar, al continuar aumentando la concentración de rGO, hasta el 12 wt %, el nanocomposite de PLA-rGO no decrece más su resistividad.

Se puede observar, que el rGO disminuye más la resistividad que el MWCNT, con lo que en términos de conductividad eléctrica es un mejor relleno para el PLA, ya que por ejemplo, con un 9 wt % el PLA-MWCNT presenta una resistividad de $10^6 \Omega \cdot m$, significativamente superior a la del rGO con esa misma carga de relleno.

2.2.2. Caracterización de nanocomposites de PMMA-rGO

En orden de verificar el comportamiento de las características eléctricas en los nanocomposites poliméricos conductores, se expondrá la caracterización de otra matriz polimérica, en este caso PMMA (polimetilmetacrilato), con nanofases de óxido de grafeno reducido (rGO). De esta manera, se comprobará que la mejora en sus propiedades eléctricas se comporta de igual manera que en el caso anterior de la matriz de PLA.

Para ello, este apartado se basará en el estudio y artículo llevado a cabo por S. N. Tripathi et al [20] (ver en apartado de Bibliografía), donde se expone el efecto de diferentes técnicas de relleno en las propiedades mecánicas y eléctricas de nanocomposites de PMMA-rGO. Estos nanocomposites, con cargas de rGO desde 0 hasta 2 wt% fueron preparados a través de una técnica de polimerización en masa del MMA (metilo metacrilato) empleando 3 métodos diferentes:

1. Polimerización in situ de MMA en presencia de rGO.

El monómero de MMA fue polimerizado en presencia de cargas calculadas de rGO (de 0 a 2 wt%). 100 mg de rGO fueron dispersados en MMA (10 ml) en un reactor de cristal y sonicado por 1 hora seguido de la adición del iniciador AIBN (0,5 wt%) y la purga de gas nitrógeno en el sistema. La mezcla fue calentada a 70 °C en un baño de agua durante 4 horas y en un horno de aire a 100 °C toda la noche para la completa polimerización. Finalmente, los composites de PMMA-rGO fueron aplastados en partículas pequeñas y se prepararon muestras mediante moldeo por compresión a 200 °C y 10 MPa durante 10 min.

2. Polimerización in situ de MMA en presencia de placas de rGO y PMMA.

Se siguió el mismo procedimiento que en el caso anterior, la única diferencia fue la adición de 10 g de placas de PMMA tras las 4 horas de calentamiento a 70 °C, y tras estas se repitieron otras 4 horas antes de pasar al calentamiento a 100 °C.

3. Polimerización in situ de MMA en presencia de rGO seguido de fundición de láminas (sheet casting) utilizando sirope de pre-polímero.

El sirope pre-polímero fue preparado por polimerización en masa de MMA en ausencia o presencia de varias cargas de rGO (desde 0 a 2 wt%) con el iniciador AIBN (0,5 wt%). La reacción fue llevada a 70 °C y parada a baja conversión (20-30 %) por enfriamiento rápido en un baño de hielo. El sirope fue desaireado aplicando vacío, y después fue colocado en un molde hecho de placas de vidrio y una junta de goma de 3 mm. El molde lleno, fue calentado en un baño de agua a 70° C durante 6 horas y después a 100 °C toda la noche en un horno de aire para la completa polimerización. Después, se permitió el enfriamiento y las láminas fueron eliminadas para la caracterización de la muestra.

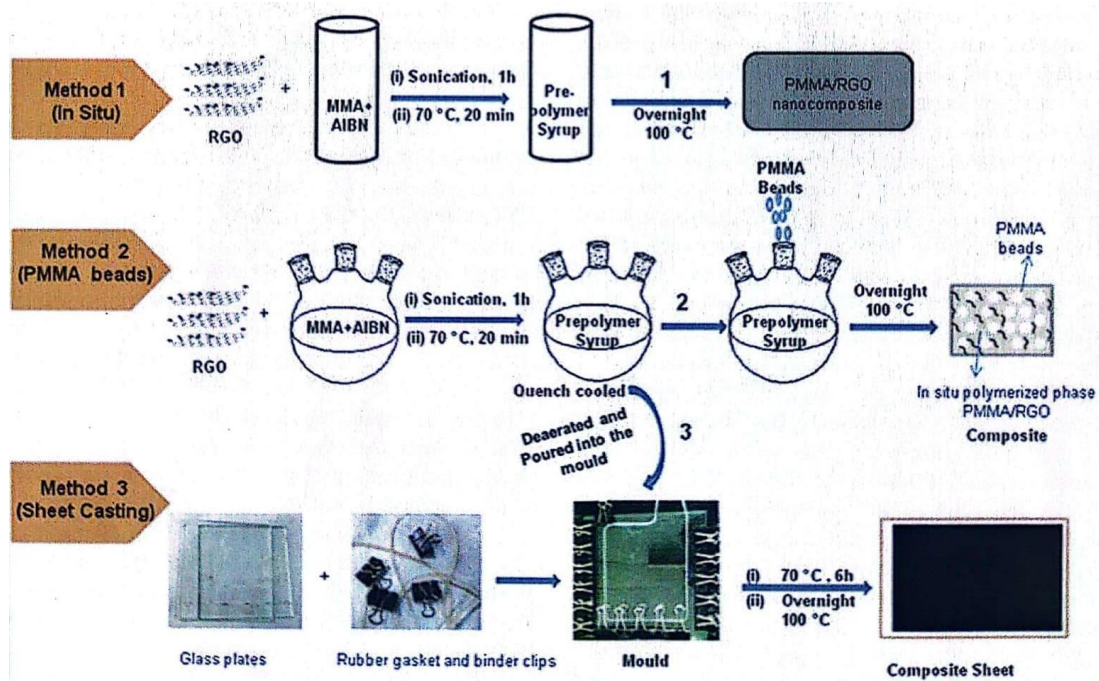


Figura 8. Técnicas de preparación de PMMA-rGO.

La conductividad de las muestras, de dimensiones 13 x 7 x 1,5 mm³, fueron medidas a temperatura ambiente mediante el método de 4 puntos, a través de un Keithley 4200.

La Figura 9, muestra los resultados obtenidos de variación de la conductividad eléctrica a diferentes cargas de relleno de rGO. La línea azul representa la conductividad del PMMA-rGO preparado por el método 1 (in situ), la línea roja del preparado por el método 2 (adición de placas de PMMA) y la negra del preparado por el método 3 (sheet casting).

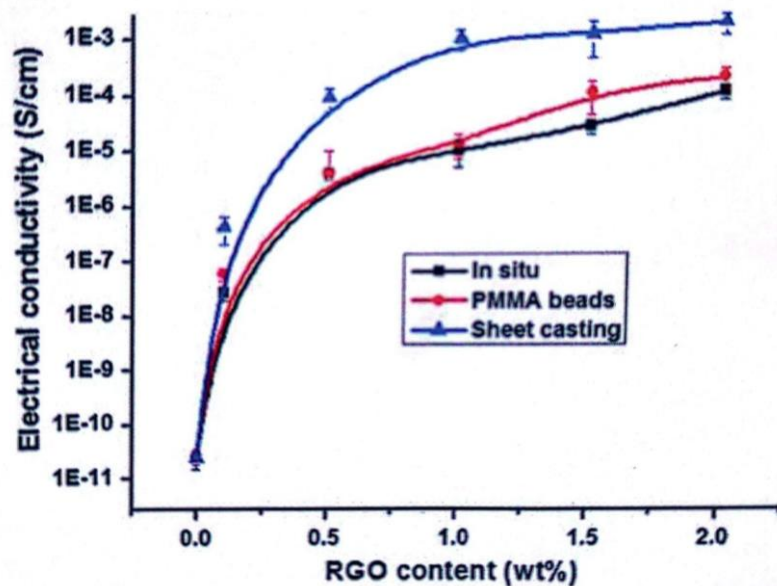


Figura 9. Conductividad eléctrica de PMMA-rGO preparado mediante 3 métodos en función del contenido (%) en peso de relleno.

El PMMA neto, es decir, con 0 wt% de relleno de rGO, presenta una conductividad muy baja, de aproximadamente $10^{-11} S/cm$. Como se puede observar, y contrastar, para cualquier método de preparación de la muestra, la conductividad del PMMA-rGO aumenta con el aumento de cantidad de carga de rGO, observándose el umbral de percolación entre el 0,1 y 0,5 %wt de carga.

Se puede observar, que para un mismo valor de carga, las muestras preparadas por los 3 métodos ofrecen valores diferentes de conductividad, siendo el método de sheet casting el que ofrece mayor conductividad eléctrica.

Por ejemplo, para 0,5 wt%, la conductividad es de $3,8 \cdot 10^{-6} S/cm$ para el método in situ, $4,1 \cdot 10^{-6} S/cm$ para el método con placas de PMMA, y $9,5 \cdot 10^{-5} S/cm$ para el método de sheet casting, observando un aumento de 6 órdenes de magnitud en la conductividad con respecto al PMMA neto (0 wt% de rGO).

También se comprueba de nuevo, que tras el umbral de percolación, la conductividad incrementa de manera mucho más lenta, obteniendo a 2 wt% de carga los valores de conductividad de $9,9 \cdot 10^{-5} S/cm$ (in situ), $1,8 \cdot 10^{-4} S/cm$ (placas PMMA) y $1,7 \cdot 10^{-3} S/cm$ (sheet casting).

2.3. Conductividad y resistividad eléctrica

La conductividad eléctrica (σ), es la medida de la capacidad de un material o sustancia para dejar pasar la corriente eléctrica a través de él. La conductividad depende de la estructura atómica y molecular de cada material. Así, los metales, por ejemplo, son buenos conductores porque presentan una estructura con muchos electrones con vínculos débiles, y esto permite su movimiento. Su unidad en el S.I es de $S \cdot m^{-1}$.

La resistividad eléctrica (ρ) es la inversa de conductividad eléctrica, y su unidad en el S.I es de $\Omega \cdot m$:

$$\rho = \frac{1}{\sigma}$$

La resistencia eléctrica es la oposición al flujo de corriente eléctrica a través de un conductor, su unidad en el S.I son los ohmios (Ω) y esta se puede determinar mediante la ley de Ohm:

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

Donde V es el voltaje aplicado sobre el conductor y I la corriente que fluye a través de este, medidos en voltios (V) y amperios (A) respectivamente.

La resistencia eléctrica y la resistividad de un material de determinada sección transversal (S) y longitud (l) se encuentran relacionadas entre sí por la siguiente ecuación:

$$\rho = R \cdot \frac{S}{l}$$

De esta manera, mediante la determinación de la resistencia eléctrica de una muestra de un material cuya sección transversal y longitud es conocida, se puede determinar la resistividad, y, por tanto, la conductividad de dicho material.

2.3.1. Requisitos de medida

Con lo que, en este proyecto se pretenderá la aplicación de un voltaje conocido a través del material, de manera que midiendo la corriente con el equipo de medida diseñado se pueda determinar la conductividad de varias muestras de nanocomposites de ácido poliláctico (PLA) con diferentes cantidades de relleno de grafeno.

En la Figura 7, se observa un rango de resistividad entre $10^3 \Omega \cdot m$ y $10^{11} \Omega \cdot m$ en el nanocomposite de PLA-rGO, esto corresponde a que $10^3 \Omega \cdot m$ la resistencia variará entre $10^3 \Omega$ y $10^{11} \Omega$, y en medidas de longitud menores igualmente se moverá en esos órdenes de magnitud.

Con lo que, aplicando la Ley de Ohm sobre dicho rango, asumiendo un voltaje de 1 V como caso más desfavorable:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{1}{10^3} = 10^{-3} A = 0,01 A$$

$$I = \frac{V}{R} = \frac{1}{10^{11}} = 10^{-11} A = 0,01 nA$$

El sistema de medida debe ser capaz de medir con precisión corrientes de hasta 0,1 nA (en el caso del PLA sin añadido de grafeno), para ser capaz de determinar resistencia eléctrica hasta de $10^{11} \Omega$ o 100 G Ω .

Sin embargo, si se excita el material con una fuente de voltaje de 100 V, se puede observar que, para la misma medida de resistencia, se requiere una menor precisión a la hora de medida de corriente:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{100}{10^{11}} = 1 \cdot 10^{-9} A = 1 nA$$

Con lo que, de momento, en orden de mejorar la precisión de la solución, se tomará la tensión a aplicar sobre el material como 100 V, más adelante en el documento se expondrá otra justificación para el aumento de la tensión a aplicar.

2.4. Conceptos previos

En este apartado se expondrán algunos conceptos, cuyo conocimiento puede resultar necesario para el entendimiento de los apartados posteriores donde se estudiará la solución.

2.4.1. Función de transferencia

La función de transferencia de un sistema, en general $G(s)$ de un determinado sistema, es la relación en el dominio de Laplace entre la función de salida $C(s)$ y su correspondiente entrada $R(s)$. Esta es invariante, para cualquier entrada que se produzca en el sistema, la salida siempre está relacionada con la entrada a través de la función de transferencia.

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)}$$

De forma teórica es posible obtener la función de transferencia de un determinado sistema a través de las ecuaciones de su modelo matemático. Sin embargo, en los sistemas eléctricos, se puede obtener fácilmente expresando la salida en función de la entrada mediante la representación de las magnitudes eléctricas en el dominio de la frecuencia en números complejos. Esto equivale al cambio $s = j\omega$.

$$G(j\omega) = \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)}$$

Conceptos para la expresión de un circuito eléctrico en números complejos:

- Impedancia del condensador:

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

- Impedancia de la bobina:

$$Z_L = j\omega L = sL$$

- Resistencia:

$$Z_R = R$$

2.4.2. Diagrama de Bode

El diagrama de Bode es una representación gráfica que sirve para caracterizar la respuesta en frecuencia de un sistema, consta de dos gráficas separadas, una que corresponde con la magnitud de dicha función y otra que corresponde con la fase. Es una herramienta muy utilizada en el análisis de circuitos en electrónica, siendo fundamental para el diseño y análisis de filtros y amplificadores.

El diagrama de magnitud de Bode representa el módulo de la función de transferencia del sistema o circuito en decibelios (dB) en función de la frecuencia (o la frecuencia angular ω) en escala logarítmica.

- Conversión de la ganancia a dB

$$\text{Ganancia de tensión} \rightarrow A_V[dB] = 20 \cdot \log |A_V|$$

$$\text{Ganancia de intensidad} \rightarrow A_I[dB] = 20 \cdot \log |A_I|$$

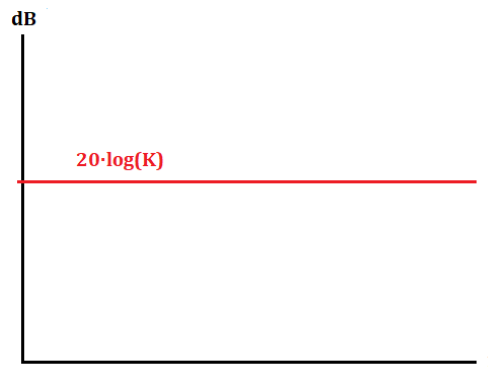
Ganancia de potencia $\rightarrow A_p[dB] = 10 \cdot \log |A_p|$

En la escala logarítmica, se denomina década (déc) al margen de frecuencias para el que la relación de la frecuencia máxima respecto de la mínima es igual a 10.

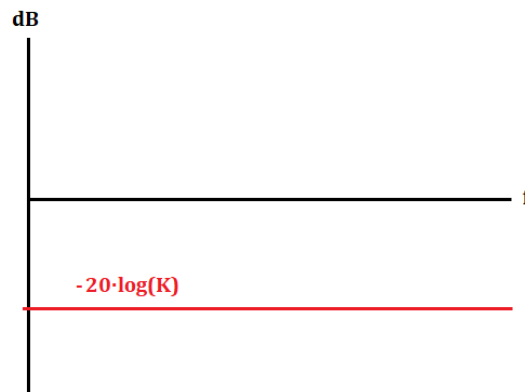
El diagrama de fase de Bode representa la fase de la función de transferencia en función de la frecuencia (o frecuencia angular) en escala logarítmica. Se puede dar en grados o en radianes. Permite evaluar el desplazamiento en fase de una señal a la salida del sistema respecto a la entrada para una frecuencia determinada.

A continuación, se analizará como afectan algunos elementos de interés en este documento en el diagrama de Bode de magnitud de la función de transferencia:

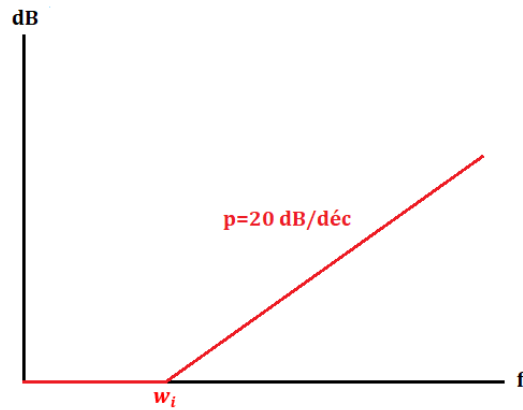
➤ $G(j\omega) = K$



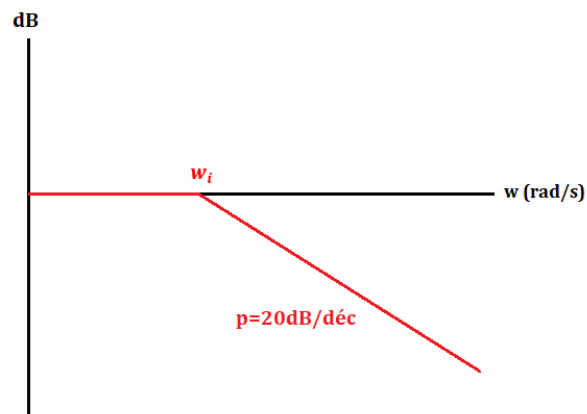
➤ $G(j\omega) = \frac{1}{K}$



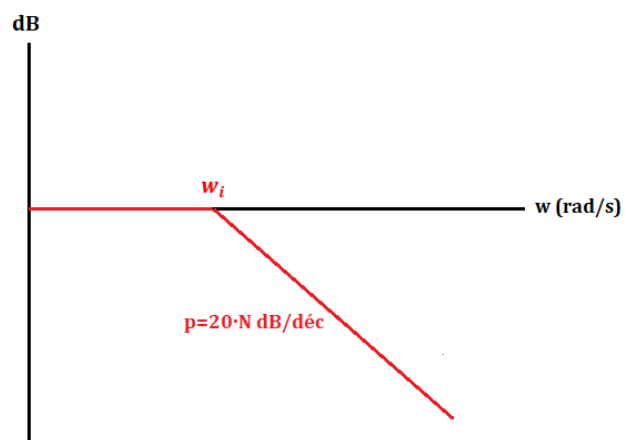
- Zero simple, $G(j\omega) = 1 + \frac{j\omega}{\omega_i}$



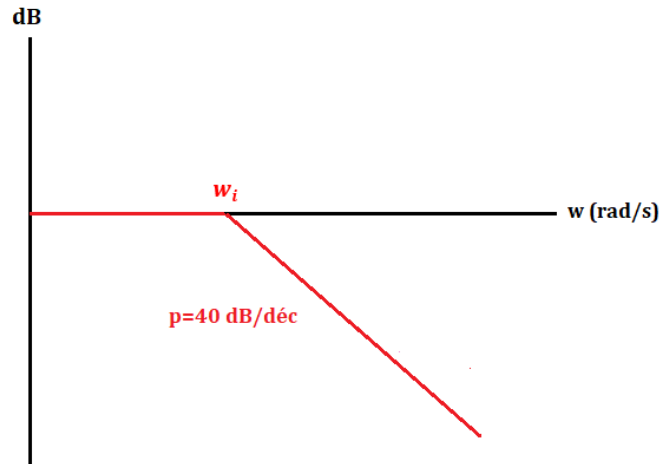
- Polo simple, $G(s) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_i}}$



- Polo compuesto, $G(s) = \frac{1}{(1 + \frac{j\omega}{\omega_i})^N}$



➤ Polinomio de 2º orden en el denominador, $G(s) = \frac{1}{1 + \frac{jw}{w_n} + (\frac{jw}{w_i})^2}$



En todos los casos expuestos, se cumple que la frecuencia de corte corresponde a la frecuencia angular que resuelve la siguiente ecuación:

$$\frac{jw}{w_i} = 1$$

Que corresponde en este modelo general a w_i . Esto es un modelo aproximado, en realidad esta frecuencia se corresponderá a cuando se produzca un cambio entre la respuesta a baja frecuencia y a alta de 3 dB.

Como se ha comentado, el diagrama de Bode se puede representar a través de la frecuencia f en Hz, o mediante la frecuencia angular w en rad/s. La relación entre estas magnitudes para pasar de una a otra es:

$$w = 2 \cdot \pi \cdot f \leftrightarrow f = \frac{w}{2 \cdot \pi}$$

Para calcular el diagrama de Bode, se aplica superposición sobre todos los elementos que contiene la función de transferencia.

2.5. Amplificador Operacional

Un amplificador operacional, se puede definir como un dispositivo electrónico que magnifica una señal de entrada, cuyo símbolo es el mostrado a continuación.

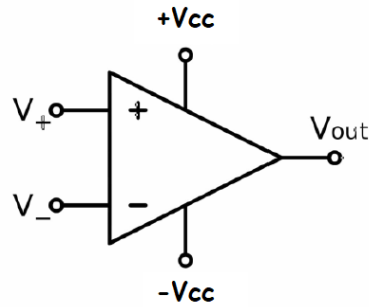


Figura 10. Símbolo A.O.

Características de sus terminales:

- $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$ corresponden a las tensiones de alimentación del operacional, especificadas por el fabricante.
- Presenta 2 terminales de entrada, la entrada no inversora (V_+) y la entrada inversora (V_-).
- V_{out} será la tensión a la salida del operacional.

Parámetros característicos:

- Ganancia en lazo abierto (A_{ol}): Relación entre la magnitud de entrada (V_d) y la de salida (V_{out}) cuando no existe realimentación.
- Impedancia de entrada (Z_{in}): Relación entre la corriente de entrada y el voltaje de entrada.
- Impedancia de salida (Z_{out}): Resistencia equivalente a la salida.

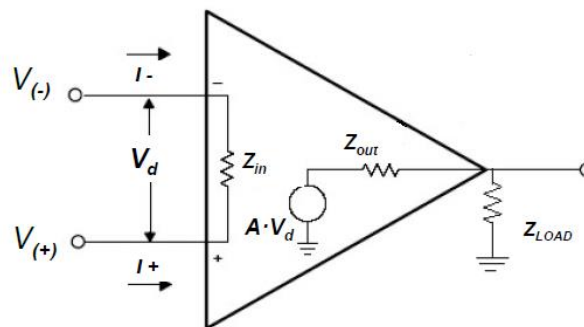


Figura 11. Modelo del A.O.

$$V_d = V_+ - V_-$$

En el modelo ideal, la impedancia de salida se puede despreciar frente a la de la carga, debido a que típicamente, $Z_{LOAD} \gg Z_{out}$, por tanto, a la hora de realizar el divisor de tensión a la salida, esta no influye.

$$V_{out} = A_{ol} \cdot V_d \cdot \frac{Z_{LOAD}}{Z_{LOAD} + Z_{out}}$$

Con lo que el modelo ideal del amplificador operacional, es el mostrado a continuación:

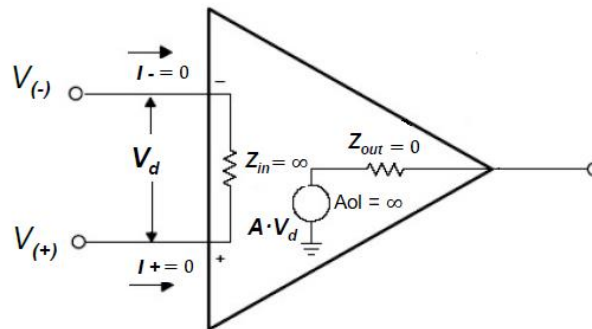


Figura 12. Modelo ideal A.O.

$$V_{out} = A_{ol} \cdot V_d$$

- Impedancia de entrada infinita ($Z_{in} = \infty$), con lo que no fluye corriente por las patillas inversora y no inversora ($I_+ = 0$ y $I_- = 0$).
- Impedancia de salida nula ($Z_{out} = 0$).
- Ganancia en lazo abierto infinita ($A_{ol} = \infty$), lo que produce el efecto de “espejo de tensión” $\rightarrow V_+ = V_-$

Otro parámetro a tener en cuenta será la excursión máxima de voltaje a la salida ($V_{o(p-p)}$), que es la tensión máxima que puede proporcionar el operacional a su salida, y está determinada por el propio amplificador y los voltajes de saturación ($+V_{SAT}$ y $-V_{SAT}$), donde típicamente suele ser un 80 o 90% del voltaje de alimentación, pero varía dependiendo del modelo de operacional.

2.5.1. Corriente de polarización de entrada

La corriente de polarización de entrada (I_{bias}) de un amplificador operacional, es la pequeña cantidad de corriente que atraviesa las conexiones de entrada de este para polarizar adecuadamente sus circuitos internos. Puede constituir una fuente de error en varias aplicaciones y presenta un comportamiento dependiente de la temperatura, indicado en cada caso en las hojas de datos del fabricante. Tal y como se expondrá más adelante, es un requisito fundamental en la selección del modelo de amplificador operacional en nuestro caso.

2.5.2. Voltaje de Offset de entrada y Power Supply Rejection Ratio

Teóricamente, ante una entrada nula de voltaje en el operacional, la salida de este debe de establecerse en 0 voltios, sin embargo, esto no ocurre en la práctica.

El offset de voltaje de entrada (V_{OS}) es la tensión diferencial que se requiere establecer entre la entrada inversora (V_-) y la no inversora (V_+) del amplificador operacional para forzar su salida a 0 voltios, puede constituir una fuente de error al ser amplificado por el operacional.

En las hojas de datos, el voltaje de offset de entrada viene determinada para un rango específico de tensión de alimentación del operacional, por lo que, al emplear otra tensión de alimentación, V_{OS} también cambiará su valor, de acuerdo con el parámetro “Power Supply Rejection Ratio” o “PSRR” del operacional, que se define como la relación entre el cambio en la tensión de alimentación a la tensión de entrada equivalente (diferencial) que se produce en el amplificador operacional.

$$V_{OS-PSRR} = PSRR \cdot \Delta V_{CC}$$

El voltaje adicional de offset vendrá dado por el parámetro PSRR en sus respectivas unidades por la variación en la alimentación.

Será conveniente, medir el voltaje de offset amplificado, es decir, a la salida del operacional, proporcionando una entrada de 0 V, para luego restar este valor a la medida real con la entrada de voltaje correspondiente. Ya que, en ocasiones el valor del offset es mayor al especificado en las hojas de datos debido a diversos factores.

$$V_{out} = V_{outMEDIDA} - V_{outOFFSET}$$

2.5.3. Ancho de banda

El ancho de banda de un amplificador operacional es el rango de frecuencias entre el que puede operar sin degradar su rendimiento, o la frecuencia máxima hasta la que puede realizar esto.

Si se tiene un sistema cuya función de transferencia que presenta una ganancia y un polo simple, es decir, tiene la siguiente forma:

$$G(s) = \frac{K}{1 + \frac{j\omega}{2\pi f_p}}$$

Su diagrama de Bode de magnitud corresponde, de manera aproximada, al siguiente:

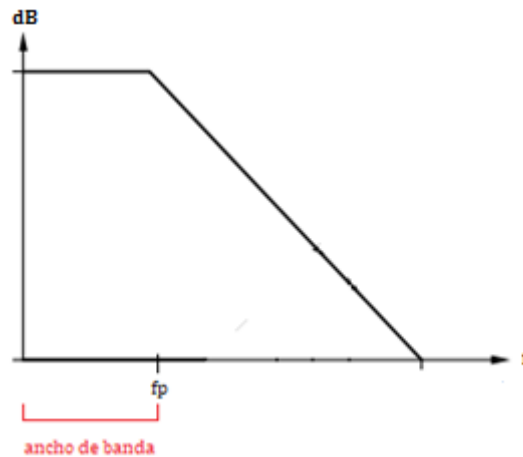


Figura 13. Diagrama de Bode de ganancia y polo simple.

Si el objetivo del sistema es que la ganancia amplifique la señal de entrada, como será el caso de este proyecto, y conociendo la relación entre función de transferencia y entrada y salida, expuesta en el apartado 2.4.1.

$$C(j\omega) = R(j\omega) \cdot G(j\omega)$$

Podemos observar, que hasta la frecuencia de corte f_p , el sistema amplifica con su máxima ganancia, sin embargo, a partir de esta, la amplificación comienza a atenuarse, por lo que el ancho de banda de esta aplicación sería hasta la frecuencia f_p .

Este será un parámetro importante, tanto para la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional como para la ganancia en lazo cerrado de la solución propuesta, como se verá y analizará más adelante en el documento.

2.6. Pérdidas de corriente

Según la ley de Ohm, al tener una diferencia de tensión entre una resistencia, fluirá una corriente que atravesará esta. Las pérdidas de corriente, es la corriente que fluye, de forma no deseada, a través de caminos de resistencia entre los nodos del circuito de medida y fuentes cercanas de voltaje.

Es decir, es un error de corriente que atraviesa la resistencia del material aislante (PCB o cableado) cuando se aplica un voltaje.

Una placa de circuito impreso (PCB) consiste en una placa de material aislante sobre la que se trazan pistas de material conductor, normalmente de cobre, para realizar las conexiones entre los nodos del circuito, por lo que puede ocurrir, que haya una diferencia de potencial entre una pista del circuito de medida y cualquier otro punto del circuito que esté a diferente tensión, produciéndose así un flujo de corriente a través de la superficie del material aislante.

Generalmente, las pérdidas de corriente se convierten en un problema cuando la impedancia presente en el circuito de medida es comparable a la del material aislante de este, ya que puede degradar la precisión de las medidas de baja corriente considerablemente.

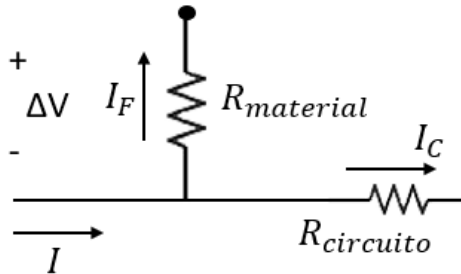


Figura 14. Modelo pérdidas de corriente.

Si se modela la resistencia superficial del aislante de la placa como $R_{material}$, se puede observar el error de corriente $I_C = I - I_F$, donde I_F sería la corriente de fuga que se pierde o sustrae de la corriente a medir, I .

Los materiales aislantes, como su propio nombre indica, presentan una resistencia eléctrica muy elevada, con lo que según la ley de Ohm, en la que resistencia y corriente son inversamente proporcionales, la corriente de pérdida será de un orden de magnitud bajo, y en la mayoría de los casos, al trabajar con valores de corriente más “estándar” estas pérdidas no afectan al rendimiento del circuito, pero en el caso de medida de bajas corrientes, como el presente documento, puede ser un factor a tener en cuenta.

$$\downarrow I = \frac{V}{\uparrow R}$$

Por ejemplo, si se tiene un circuito en el que se presenta una diferencia de potencial entre 2 de sus puntos de 5V, y la resistencia eléctrica del material aislante de la PCB es de $1 \cdot 10^9 \Omega$, el error de corriente, aplicando la ley de Ohm sería de:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{5}{1 \cdot 10^9} = 5 \cdot 10^9 A = 5 nA$$

Donde en un circuito que transporta, por ejemplo, 50 mA, sólo se induciría un error de 0,000005 mA, lo que prácticamente sería despreciable en relación con la medida.

Sin embargo, si se transportan corrientes, por ejemplo, del orden de 1 nA, como puede ser el caso más desfavorable de medida de este proyecto, se puede observar que el error de 5 nA equivaldría a 5 veces el valor de la medida, por lo que sería un error excesivo.

Con este ejemplo, se aclara que, dependiendo el orden de magnitud de la corriente a tratar, el error producido por las pérdidas de corriente puede afectar en mayor o menor medida. Siendo mucho más influyente conforme disminuye la corriente del circuito.

Con lo que una solución para reducir la pérdida de corriente sería emplear buenos materiales aislantes en el circuito de medida, ya que cuanto mayor sea la resistencia de estos, menor será la corriente de pérdida.

Es de interés, reducir al máximo las pérdidas de corriente, con lo que a continuación, se verá una técnica para ello.

2.6.1. Técnica del “Guarda” para minimizar pérdidas de corriente

La implementación de la técnica del guarda es una manera efectiva de reducir las pérdidas de corriente. Un guarda, es un punto de baja impedancia en el circuito, que se encuentra teóricamente al mismo potencial que el nodo de alta impedancia al cuál se está protegiendo de las pérdidas de corriente.

Este se basa en la ley de Ohm, si dos puntos están al mismo potencial y no hay caída de voltaje sobre la resistencia del aislante, no fluirá corriente a través de este.

$$I = \frac{\Delta V}{R} = \frac{0}{R} = 0$$

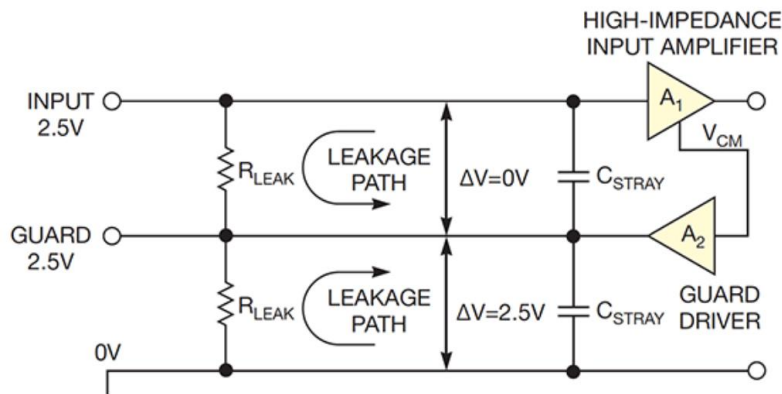


Figura 15. Técnica de guarda para pérdidas de corriente.

Como se observa en la siguiente imagen, consiste en colocar un punto al mismo potencial que el nodo donde se quieren evitar las pérdidas, entre este y el material resistivo, eliminando todos los caminos posibles de fuga de corriente.

2.7. Software TINA-TI

TINA-TI es un software SPICE de simulación electrónica, proporcionado por el fabricante Texas Instruments.

Este ofrece la funcionalidad de análisis en corriente continua (cálculo de voltajes e intensidades), análisis transitorio y del dominio de la frecuencia de cualquier circuito analógico que se pueda realizar en su interfaz de diseño de esquemáticos, para ello ofrece multitud de modelos de componentes diferentes, en los cuáles se pueden establecer sus

parámetros, además, la mayoría de los componentes de Texas Instruments ofrecen su modelo SPICE para su descarga en su página web.

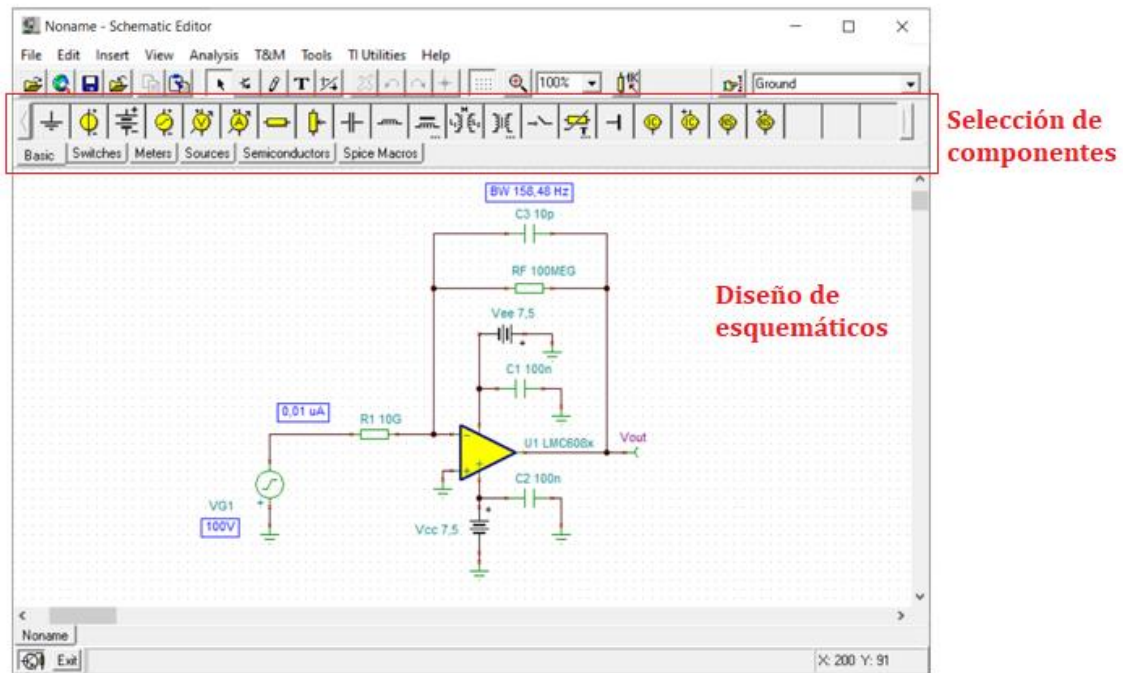


Figura 16. Interfaz TINA-TI.

Este software será empleado para diseñar y probar los circuitos, así como para la simulación y comprobación de los resultados obtenidos en el diseño de la solución, y para simular un circuito previamente a realizar cualquier prueba.

Para ello, se empleará el análisis de la respuesta transitoria del sistema (en el dominio del tiempo), donde se puede establecer cualquier señal de entrada (senoidal, escalón...), donde el software permite establecer los parámetros de dicha señal, y ofrece la respuesta en una gráfica con los límites de los ejes establecidos por el usuario.

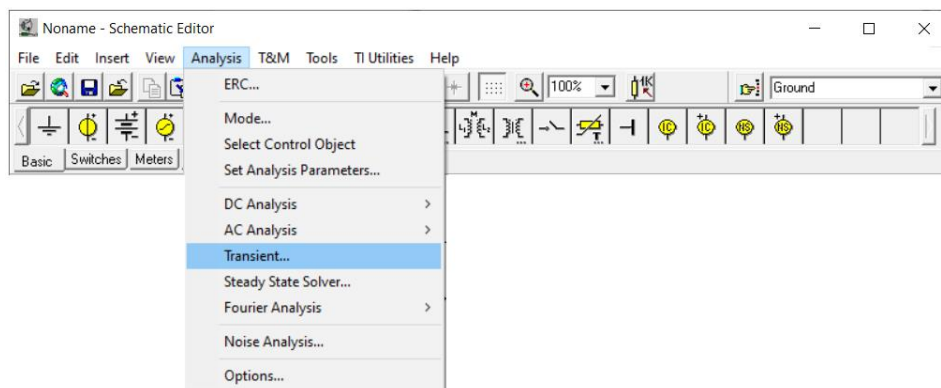


Figura 17. Análisis transitorio en TINA-TI.

También se empleará el software para la obtención de los diagramas de Bode de las funciones de transferencia de los diferentes circuitos propuestos en el diseño de la solución, en orden de observar su respuesta en frecuencia.

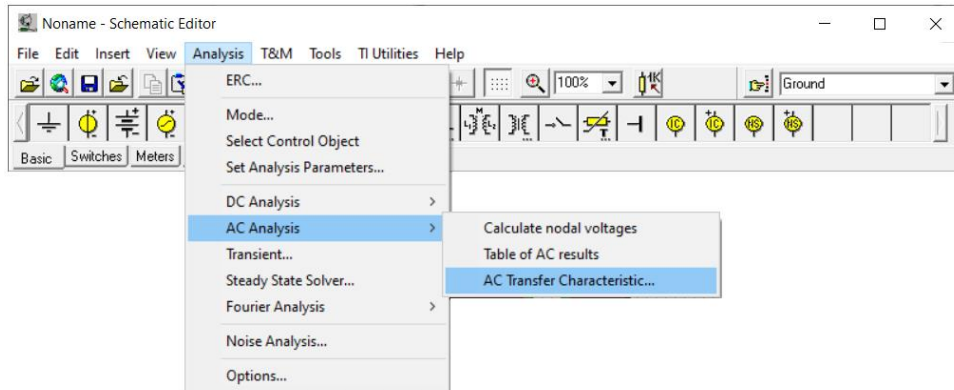


Figura 18. Diagramas de Bode en TINA-TI.

Para la realización de los diagramas de Bode, será necesario colocar en el circuito un elemento de tipo “meter” ya sea un “Voltaje pin” o “Current arrow”, en el punto considerado como salida del sistema, para que así lo interprete el programa, además de la fuente de tensión o intensidad de entrada, elementos llamados “Voltage Generator” y “Current Generator”.



Figura 19. Voltage Generator y Current Generator en TINA-TI.

Para el análisis transitorio, se colocan estos elementos de tipo “meter” en todos los nodos de tensión o intensidad que se quieran observar en la gráfica de la respuesta transitoria.

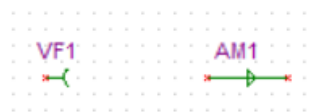


Figura 20. "Voltage pin" y "Current arrow" en TINA-TI.

3. Diseño y análisis del circuito de la solución

Se ha comentado previamente, que el valor de corriente generado en el material cuya resistencia se desea medir será de un orden de magnitud bajo.

Por ello, la solución propuesta consistirá en un circuito que amplifique ese valor de corriente de entrada a unos valores de salida más admisibles y fácilmente medibles.

Por ello, el diagrama de bloques del circuito de medida consistirá en:



Figura 21. Diagrama de bloques circuito de medida.

Mientras que la solución completa, tomando en cuenta el generador de voltaje con el que excitar el material para generar la corriente, presenta el siguiente diagrama de bloques:

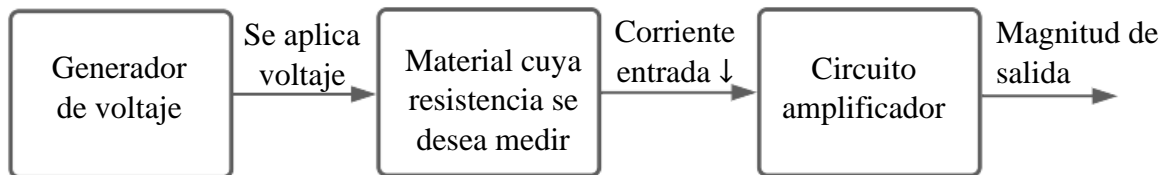


Figura 22. Diagrama de bloques proceso de la solución.

3.1. Amplificador de Transimpedancia

Como se ha comentado previamente, el objetivo será amplificar una corriente de un orden de magnitud muy bajo, que pasará a través de un material aislante de elevada resistencia. Con lo que, con estos requisitos, se ha optado por desarrollar una solución basada en la configuración del amplificador operacional de transimpedancia, que consiste básicamente en un circuito capaz de amplificar y convertir una corriente de entrada en una tensión a la salida del amplificador.

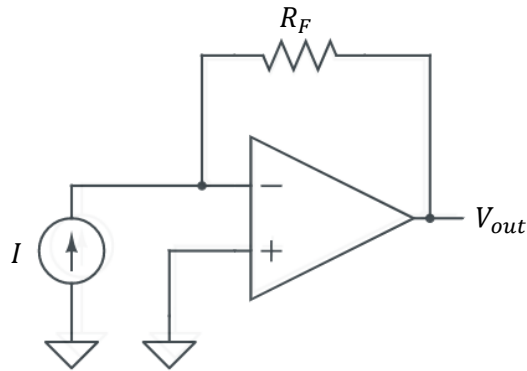


Figura 23. Amplificador de Transimpedancia modelo ideal.

La tensión de salida viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_{out} = -I \cdot R_F$$

Con lo que, como se puede observar, la ganancia del circuito vendría dada por el valor de la resistencia de realimentación, R_F .

3.2. Selección del modelo

Debido al bajo orden de magnitud de la corriente de entrada, el principal parámetro sobre el que se basará la selección del modelo de amplificador será la corriente de polarización de entrada.

Esto es debido a que en el caso de la configuración de transimpedancia, la corriente de polarización actúa como una fuente de corriente que se añade o sustrae a la corriente objeto de medida, provocando una medida errónea. Se puede modelar de la siguiente manera:

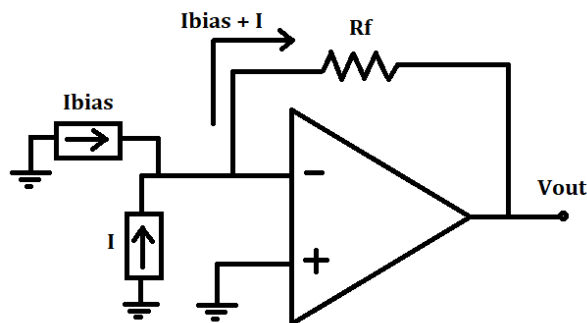


Figura 24. Modelo efecto de la corriente de polarización sobre el amplificador de transimpedancia.

Con lo que, en este caso, la salida del operacional vendría dada por:

$$V_{out} = -(I + I_{bias}) \cdot R_F$$

Debido a que esta corriente no se puede eliminar, el objetivo será minimizar su efecto hasta que este sea despreciable sobre la medida, induciendo un error muy poco notorio. Es por esto, que la principal especificación es que el valor de esta corriente de polarización de entrada sea lo menor posible.

En este caso el modelo elegido ha sido el LMC6081, del fabricante Texas Instruments, que presenta un valor de corriente de polarización del orden de 10 femtoamperios (fA), es decir, $10 \cdot 10^{-15}$ amperios.

- Con lo que, para el caso más desfavorable de medida, establecido en 1 nA ($10 \cdot 10^{-9}$ A), el error por la corriente de polarización afectaría en 0,00001 nA (10 fA), por lo que la medida resultaría en 1,00001 nA, presentando un error prácticamente despreciable con este requisito de precisión.

La hoja de datos con las especificaciones del modelo LMC6081 se encuentra en la sección de Anexos, con el resto de los parámetros del operacional.

TCV _{OS}	Input Offset Voltage Average Drift		1.0				μV/°C
I _B	Input Bias Current		0.010	100	4	4	pA Max
I _{OS}	Input Offset Current		0.005	100	2	2	pA Max

Figura 25. Valor corriente polarización de entrada LMC6081.

3.2.1. Selección de tensión de alimentación del LMC6081

Se ha seleccionado una tensión de alimentación del tipo alimentación simple o “single supply”, de 5 y 0 voltios, cumpliendo con los requisitos de alimentación presentes en la hoja de datos del LMC6081, que se puede observar en el apartado de anexos.

Con esta alimentación, el offset teórico es de 150 μV.

Unless otherwise specified, all limits ensured for T_J = 25°C. **Boldface** limits apply at the temperature extremes. V⁺ = 5V, V⁻ = 0V. V_{CM} = 1.5V, V_O = 2.5V and R_L > 1M unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ ⁽¹⁾	LMC6081AM Limit ⁽²⁾	LMC6081AI Limit ⁽²⁾	LMC6081I Limit ⁽²⁾	Units
V _{OS}	Input Offset Voltage		150	350 1000	350 800	800 1300	μV Max

Figura 26. Voltaje de offset con 5 y 0V de alimentación simple.

Sin embargo, en los circuitos de simulación de la solución en TINA-TI, se emplea una alimentación simétrica de +7,5 y -7,5 voltios, para el correcto funcionamiento en el software.

3.3. Función de transferencia en lazo abierto

Anteriormente se ha comentado sobre la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional, correspondiente a la relación entre la magnitud de entrada y la de salida cuando no se encuentra realimentación en el amplificador.

En el modelo ideal, esta se toma como infinito, pero la realidad es que esta presenta un valor de un orden de magnitud muy elevado, pero no infinito.

Además, el comportamiento de esta ganancia varía según la frecuencia, siguiendo una ecuación llamada “función de transferencia en lazo abierto”, $G_{ol}(s)$, que será la relación o cociente entre la salida y la entrada del operacional en lazo abierto (sin realimentación).

$$G_{ol}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)}$$

A continuación, se va a determinar la función de transferencia en lazo abierto del LMC6081 y a estudiar su comportamiento según la frecuencia. El procedimiento empleado se puede utilizar para cualquier otro modelo de operacional.

En primer lugar, en la hoja de datos, el fabricante proporciona el diagrama de Bode o respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto, que en el caso del LMC6081 es el siguiente:

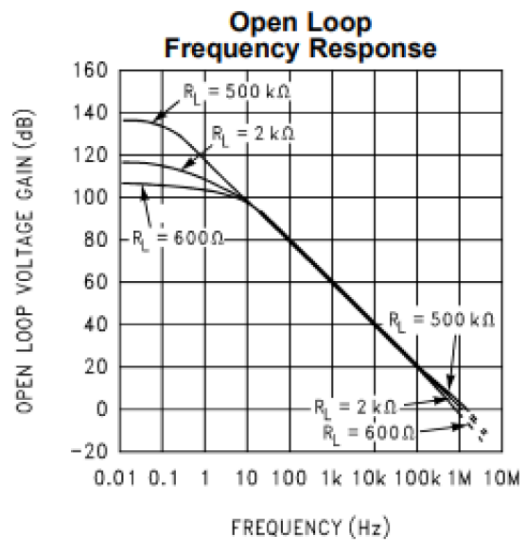


Figura 27. Respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto LMC6081 proporcionada por el fabricante.

A primera vista se puede observar que a bajas frecuencias presenta una ganancia constante, que llamaremos G_{DC} o ganancia en continua. Después, a determinada frecuencia que llamaremos f_p , se encuentra un polo simple que hace disminuir la ganancia con una determinada pendiente, de manera que a partir de esa frecuencia la amplificación de la señal de entrada será cada vez menor, perdiendo calidad. Esta frecuencia del polo (f_p) determina el ancho de banda del lazo abierto del operacional, es decir, la frecuencia

hasta la que puede trabajar sin perder prestaciones. El punto de paso por 0 dB recibe el nombre de “Gain-Bandwidth Product” o GBW, y es un parámetro especificado en las hojas de datos de los fabricantes.

$$GBW = f_p \cdot G_{DC}$$

En el caso del LMC6081, el GBW es de 1,3 MHz, y donde f_p es la frecuencia del polo simple de la función de transferencia en lazo abierto del amplificador operacional.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ ⁽¹⁾	LMC6081AM Limit ⁽²⁾	LMC6081AI Limit ⁽²⁾	LMC6081 Limit ⁽²⁾	Units
SR	Slew Rate	⁽³⁾	1.5	0.8	0.8	0.8	V/ μ s
GBW	Gain-Bandwidth Product		1.3	0.5	0.6	0.6	MHz
Φ_m	Phase Margin		50				Deg
e_n	Input-Referred Voltage Noise	F = 1 kHz	22				nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Input-Referred Current Noise	F = 1 kHz	0.0002				pA/ \sqrt{Hz}
T.H.D.	Total Harmonic Distortion	F = 10 kHz, $A_v = -10$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 8\text{ V}_{PP}$ $\pm 5\text{V Supply}$	0.01				%

Figura 28. GBW del LMC6081 proporcionado por el fabricante.

Para calcular y definir con detalle $G_{ol}(s)$, se representará su diagrama de Bode en un software de simulación electrónica, del que poder obtener los datos. En este caso, se ha utilizado el software TINA-TI, proporcionado por el propio fabricante del LM6081, Texas Instruments, con el respectivo modelo proporcionado por el fabricante, que se puede descargar desde la propia página de Texas Instruments.



Figura 29. Descarga del modelo del LMC6081 proporcionado por Texas Instruments.

El primer circuito por simular, en lazo abierto, para obtener el diagrama de Bode será el siguiente:

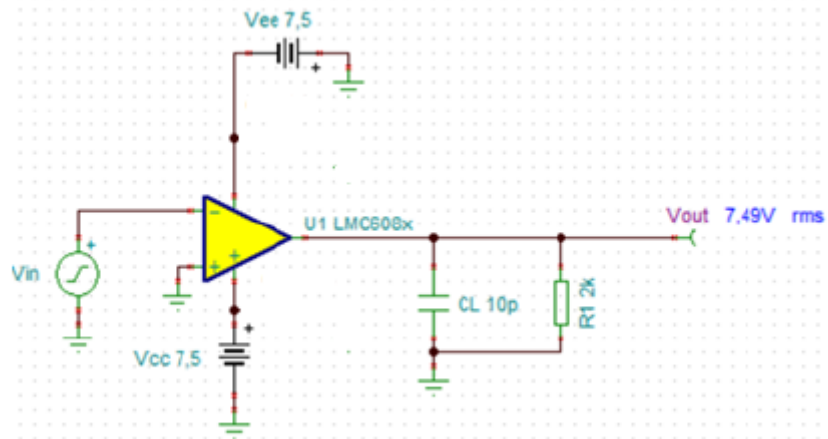


Figura 30. Primer circuito para la obtención de la respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto del LMC6081.

Y se puede observar que la salida se encuentra saturada a la tensión de alimentación, esto es debido a que la elevada ganancia amplifica la tensión de offset hasta un valor suficiente como para llegar a saturación. La saturación del amplificador es el valor máximo que puede dar a la salida, en este caso los 7,5 V de la alimentación.

Para corregir esto, se necesitará que el circuito sea estable en continua, para lo que se colocará en la simulación una bobina con un valor elevado en la realimentación negativa, de manera que permita solo el paso de la tensión continua, ya que la impedancia de la bobina aumenta con la frecuencia según la ecuación:

$$Z_L = w \cdot L$$

Por lo que a baja frecuencia esta disminuye y a alta frecuencia aumenta. Con lo que el segundo circuito a simular es el siguiente:

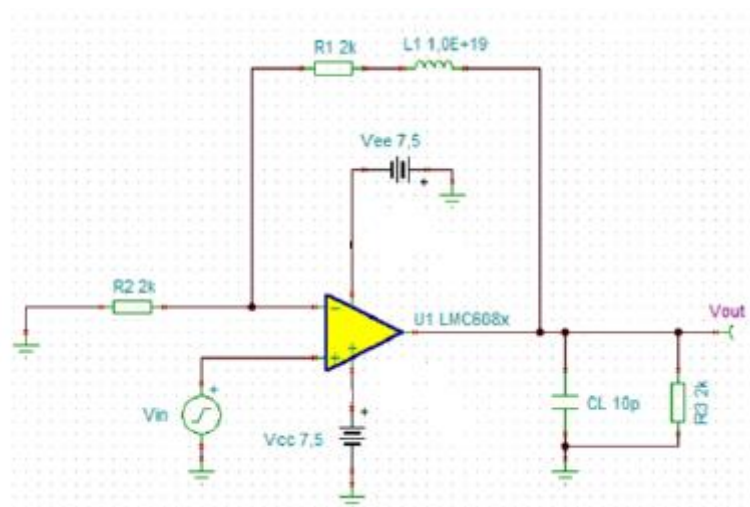


Figura 31. Circuito para la obtención de la respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto del LMC6081.

Para el que se obtiene, mediante simulación, el siguiente diagrama de Bode:

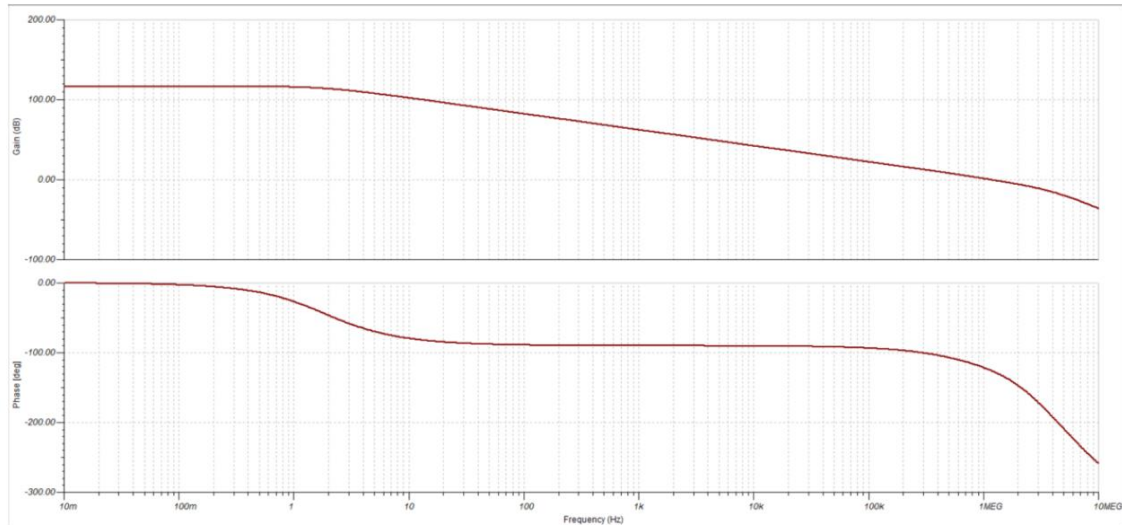


Figura 32. Respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto del LMC6081 obtenida mediante simulación.

Se puede determinar que coincide en forma con el proporcionado por el fabricante, y que, además, la frecuencia de paso por 0 dB o GBW también coincide prácticamente, como se puede ver a continuación en la siguiente imagen extraída del diagrama:

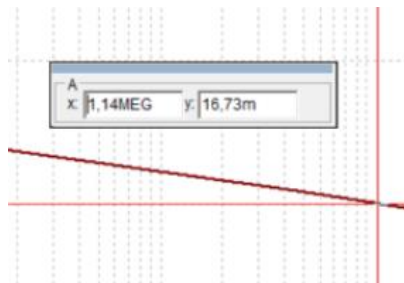


Figura 33. GBW del LMC6081 obtenido mediante simulación.

Se pueden observar 3 tramos en el diagrama de Bode, una ganancia en continua al principio G_{DC} , luego cae con una pendiente de -20 dB/década a una determinada frecuencia f_{p1} , a la que hay un polo simple, y, por último, a una frecuencia superior a 1 MHz, f_{p2} , se puede observar otro polo, pero en este caso la curva cae con una mayor pendiente por lo que no se tratará de un polo simple. Con lo que la forma de la función de transferencia de la ganancia en lazo abierto será:

$$G_{ol}(s) = \frac{G_{DC}}{\left(1 + \frac{s}{2\pi f_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{2\pi f_{p2}}\right)^N}$$

A continuación, extrayendo los datos necesarios del diagrama mediante el software, se procederá a determinar la frecuencia del polo simple (f_{p1}), del polo compuesto (f_{p2}) y el valor de la ganancia en continua G_{DC} .

- G_{DC}

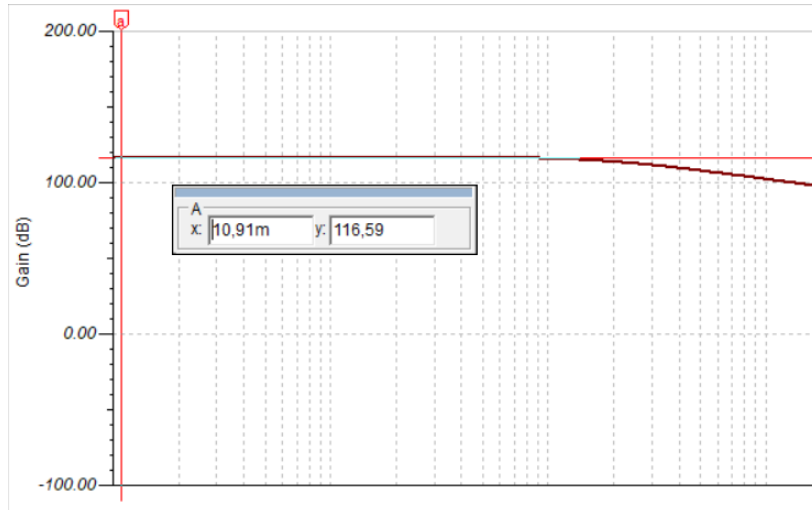


Figura 34. G_{DC} obtenido mediante simulación.

De la gráfica se obtiene una ganancia en continua de 116,6 dB. A continuación, se pasará esta ganancia a unidades de V/V. Corresponde a:

$$20 \cdot \log(G_{DC}) = 116,6 \rightarrow G_{DC} = 10^{116,6/20} \cong 631000 \text{ V/V}$$

- Polo simple

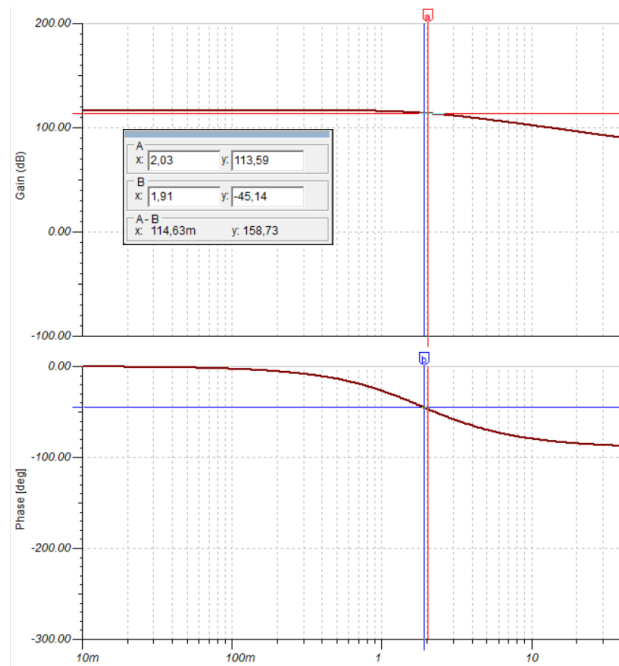


Figura 35. Polo simple f_{p1} obtenido mediante simulación.

Presenta un polo simple, a la frecuencia a la que la ganancia de continua cae unos -3dB o la fase 45°, de manera que a partir de f_{p1} la ganancia empezará a caer con una pendiente de -20 dB/década. Esta frecuencia, según la simulación es de $f_{p1} = 2$ Hz aproximadamente.

- Polo compuesto

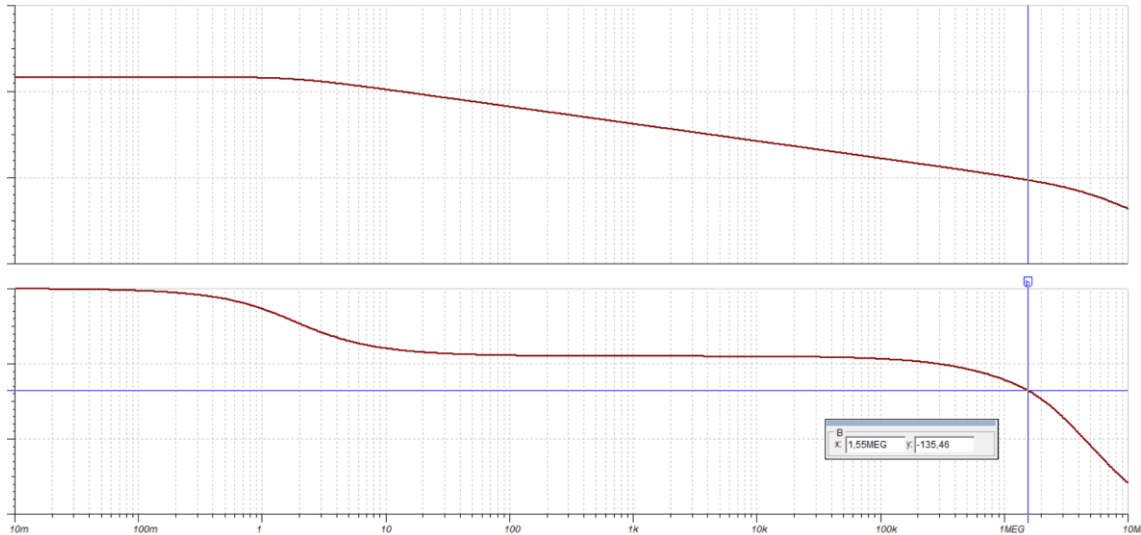


Figura 36. Polo compuesto f_{p2} obtenido mediante simulación.

Por último, a una frecuencia superior a 1 MHz se puede observar otro polo, pero en este caso la curva cae con una mayor pendiente por lo que no se tratará de un polo simple. Este se encontrará cuando la fase caiga otros 45°, en este caso cuando llegue a los -135°, con lo que será según la simulación a una frecuencia de $f_{p2} = 1,55$ MHz aproximadamente.

Sin embargo, en este caso no se trabajará a una frecuencia superior a la del polo compuesto, por lo que el comportamiento de la ganancia del operacional será siempre el mostrado anterior a esa frecuencia, con lo que se podrá despreciar este polo compuesto para la obtención de la función de transferencia, lo que simplificará el proceso. Por tanto, finalmente, la función de transferencia en lazo abierto del LMC6081 queda de la siguiente manera:

$$G(s) = \frac{G_{DC}}{\left(1 + \frac{s}{2\pi f_{p1}}\right)} = \frac{631000}{\left(1 + \frac{s}{12,566}\right)}$$

Por último, se puede comprobar el valor de GBW, que según los cálculos es de:

$$GBW = f_{p1} \cdot G_{DC} = 2 \cdot 631000 = 1,262 \text{ MHz}$$

Que prácticamente coinciden con los 1,3 MHz especificados por el fabricante, con lo que los cálculos son bastante aproximados a la realidad.

3.4. Función de transferencia de la ganancia en lazo cerrado del amplificador de transimpedancia

Para poder controlar la ganancia de voltaje que tiene un amplificador operacional, se le provee de una realimentación negativa, que hará que este circuito sea mucho más estable y no se sature debido a la elevada ganancia del operacional.

En el caso presente, el circuito realimentado que se empleará será el de transimpedancia, con lo que ahora la ganancia del circuito en esta configuración en función de la frecuencia estará determinada por la “función de transferencia en lazo cerrado”, que se obtendrá a continuación.

El modelo del circuito es el siguiente:

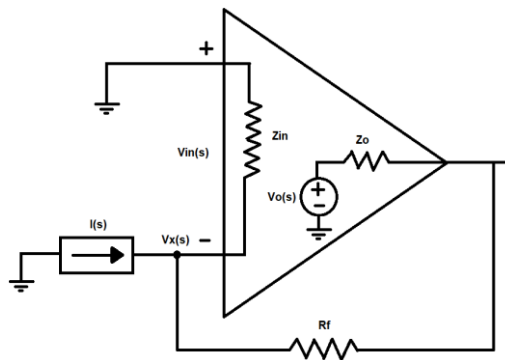


Figura 37. Modelo amplificador de transimpedancia.

Donde la tensión a la salida del operacional, sustituyendo la ganancia en lazo abierto por la función de transferencia de la ganancia en lazo abierto como se ha visto, será:

$$(1) \quad V_o(s) = V_{in}(s) \cdot G_{ol}(s)$$

Y de la Figura 37 se pueden obtener las siguientes ecuaciones:

$$(2) \quad V_x(s) - I(s) \cdot R_f = V_o(s)$$

$$(3) \quad V_{in}(s) = -V_x(s)$$

Sustituyendo las ecuaciones 3 y 1 $\rightarrow V_o(s) = -V_x(s) \cdot G_{ol}(s)$

Y despejando $V_o(s)$ de la ecuación 2 y sustituyendo en la ecuación anterior:

$$V_o(s) = -[V_o(s) + I(s) \cdot R_f] \cdot G_{ol}(s)$$

Finalmente, despejando obtenemos la función de transferencia en lazo cerrado:

$$G_{CL}(s) = \frac{V_o(s)}{I(s)} = -\frac{R_f \cdot G_{ol}(s)}{1 + G_{ol}(s)}$$

Y sustituyendo $G_{ol}(s)$ se llega al siguiente resultado:

$$\frac{V_o(s)}{I(s)} = -R_f \frac{1}{1 + \frac{s}{w_p \cdot G_{DC}}} = G_{CL}(s)$$

Con lo que, la tensión de salida del amplificador de transimpedancia vendrá relacionada con la corriente de entrada mediante la función de transferencia en lazo cerrado.

$$V_o(s) = I(s) \cdot G_{CL}(s)$$

Se puede comprobar que a baja frecuencia o corriente continua, realizando la transformada de Laplace (que en este caso es sustituyendo $s = j\omega$), la ganancia en lazo cerrado vendría definida por el valor de la resistencia de realimentación R_f , lo que coincide con el primer modelo simplificado del apartado 3.1.

3.5. Análisis de la impedancia de entrada del LMC6081

En el modelo ideal, en lazo abierto, se considera infinita la impedancia de entrada, de manera que, según la Ley de Ohm, no fluye corriente a través de esta y el dispositivo no consume corriente (no habría pérdidas). En el caso real, esto no es así, sin embargo, la impedancia de entrada del operacional suele ser de un orden de magnitud muy elevado

En el caso del LMC6081, se puede observar en su hoja de datos que es de un valor superior a 10 TΩ.

I_{OS}	Input Offset Current		0.005				pA
				100	2	2	Max
R_{IN}	Input Resistance		>10				Tera Ω
CMRR	Rejection Ratio Common Mode	$0V \leq V_{CM} \leq 12.0V$ $V^+ = 15V$	85	75	75	66	dB
				72	72	63	Min

Figura 38. Resistencia de entrada del LMC6081 según datasheet.

A continuación, se calculará la impedancia de entrada equivalente del circuito de transimpedancia, y, además, se demostrará que esta varía su valor con la frecuencia.

Según la Figura 37, se puede definir la impedancia de entrada del circuito como:

$$Z_{INeq}(s) = \frac{V_x(s)}{I(s)}$$

Y conociendo que $\frac{V_o(s)}{I(s)} = G_{CL}(s)$ y que $V_o(s) = -V_x(s) \cdot G_{ol}(s)$ se puede despejar:

$$Z_{INeq}(s) = -\frac{G_{CL}(s)}{G(s)}$$

Sustituyendo términos y realizando el cambio $s = j\omega$ se obtiene la siguiente expresión de la impedancia de entrada equivalente:

$$Z_{INeq}(j\omega) = \frac{R_f}{G_{DC}} \cdot \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_p}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_p \cdot G_{DC}}}$$

Representando el diagrama de Bode de magnitud de la impedancia de entrada equivalente:

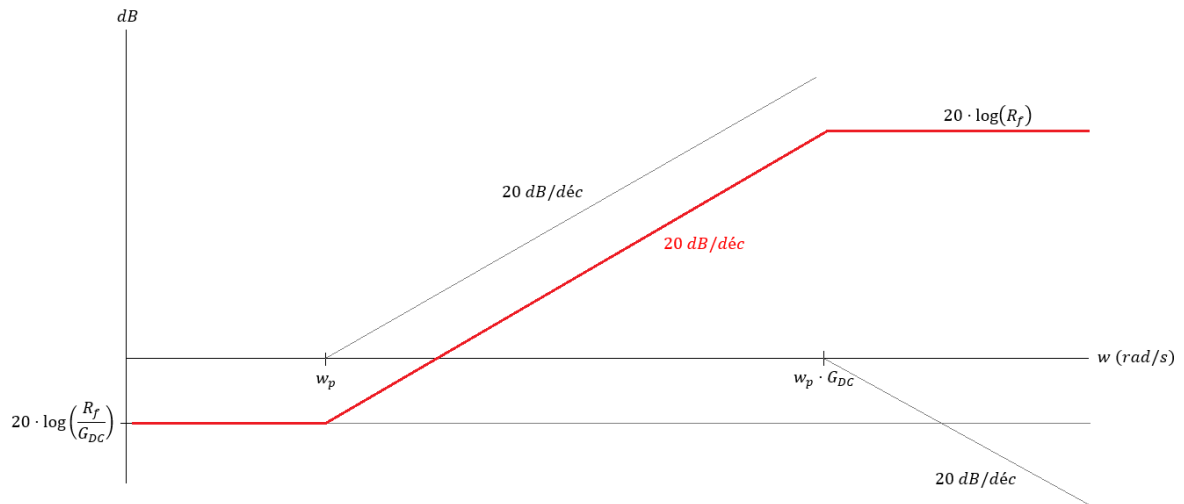


Figura 39. Diagrama de Bode de la impedancia de entrada equivalente.

Se puede observar que a partir de $w_p = 2\pi f_p$ y hasta $w_p \cdot G_{DC}$, la impedancia de entrada se comporta como la impedancia de una bobina, cuyo valor es $Z_L = w \cdot L$, es decir, que la impedancia aumenta según aumenta la frecuencia. Además, a bajas frecuencias, la expresión de la impedancia de entrada queda $\frac{R_f}{G_{DC}}$, con lo que en el caso de que $G_{DC} \gg R_f$, la impedancia equivalente disminuirá.

Para comprobar estos resultados, se ha realizado el diagrama de Bode de la impedancia de entrada equivalente del LMC6081 en el software MATLAB, con una resistencia de feedback $R_f = 100 K\Omega$. Con lo que con los datos obtenidos anteriormente:

$$f_p = 2 \text{ Hz}; G_{DC} = 631000 \text{ V/V}.$$

La expresión de la impedancia de entrada equivalente del LMC681 queda:

$$Z_{INeq}(jw) = \frac{R_f}{G_{DC}} \cdot \frac{1 + \frac{jw}{2\pi f_p}}{1 + \frac{jw}{2\pi f_p \cdot G_{DC}}} = \frac{100000}{631000} \cdot \frac{1 + \frac{jw}{4\pi}}{1 + \frac{jw}{4\pi \cdot 631000}}$$

Por tanto, se comprobarán los siguientes puntos del diagrama de Bode:

$$(1) 20 \cdot \log\left(\frac{R_f}{G_{DC}}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{100000}{631000}\right) = -16 \text{ dB}$$

$$(2) 20 \cdot \log(R_f) = 100 \text{ dB}$$

$$(3) w_p = 2\pi f_p = 2\pi \cdot 2 = 12,566 \text{ rad/s}$$

$$(4) w_p \cdot G_{DC} = 2\pi f_p \cdot G_{DC} = 2\pi \cdot 2 \cdot 631000 = 7,929 \text{ rad/s}$$

Ejecutando en MATLAB el código correspondiente:

```

>> A = tf([1/(4*pi) 1],[1/(4*pi*631000) 1]);
>> B = (100000/631000)*A;
>> bode(B)
  
```

Se obtiene el diagrama de Bode de magnitud y fase, y se pueden confirmar los datos y la veracidad del comportamiento del diagrama de Bode de la impedancia de entrada equivalente:

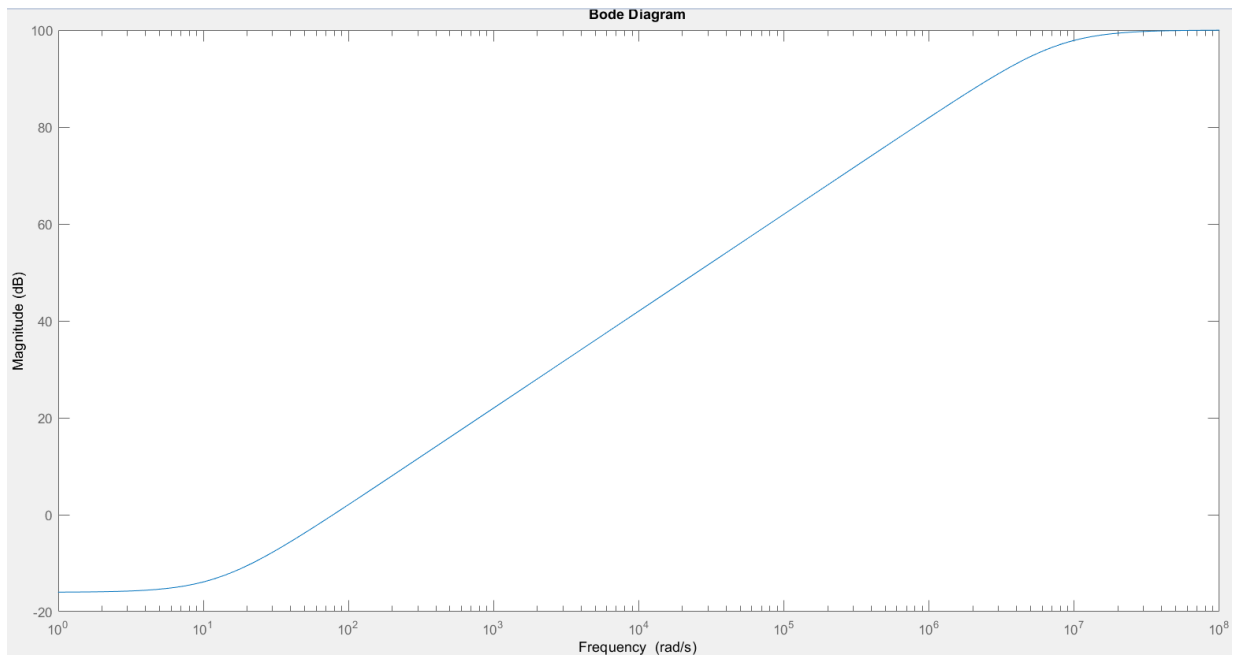


Figura 40. Diagrama de Bode de la impedancia de entrada obtenido en MATLAB.

- $20 \cdot \log\left(\frac{R_f}{G_{DC}}\right)$ y w_p :

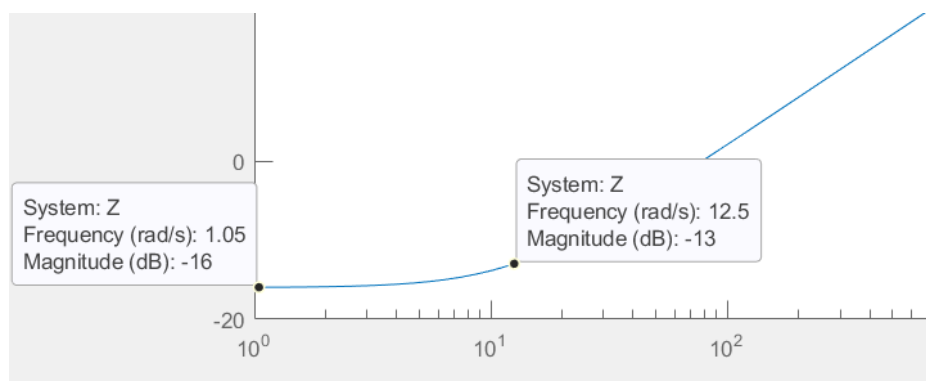


Figura 41. Comprobación de los puntos del diagrama de Bode 1.

- $20 \cdot \log (R_f)$ y $w_p \cdot G_{DC}$:

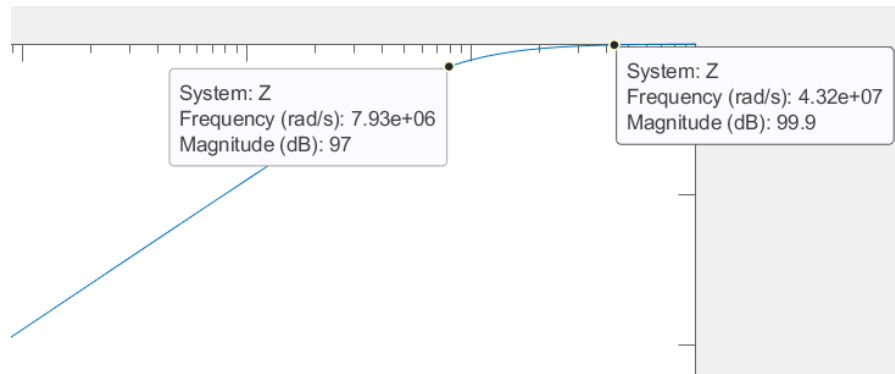


Figura 42. Comprobación de los puntos del diagrama de Bode 2.

- Pendiente de 20 dB/dec:

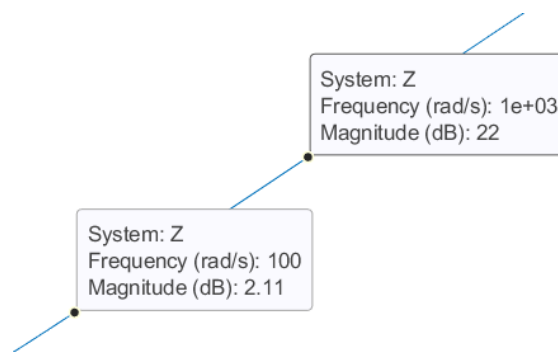


Figura 43. Comprobación de los puntos del diagrama de Bode 3.

A continuación, mediante el software de simulación electrónica TINA-TI, se comprobará el diagrama de Bode de la impedancia de entrada, simulando el circuito objeto de estudio. El circuito de transimpedancia será el siguiente, con $R_f = 100K\Omega$ para la comprobación.

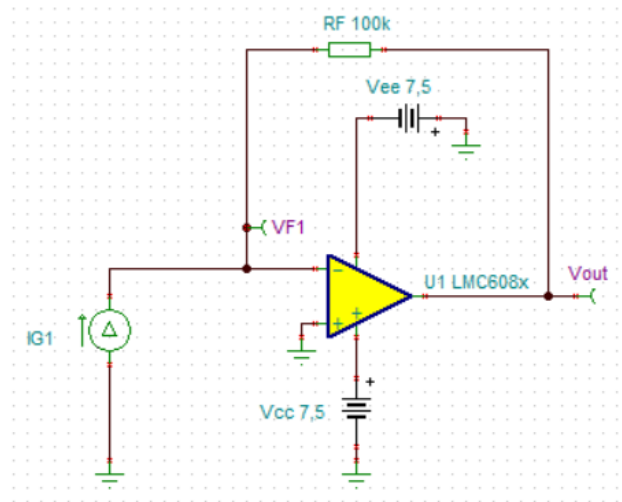


Figura 44. Circuito simulación de la impedancia de entrada del LMC6081.

El diagrama de Bode de la impedancia de entrada equivalente del LMC6081 obtenido mediante la simulación del circuito:

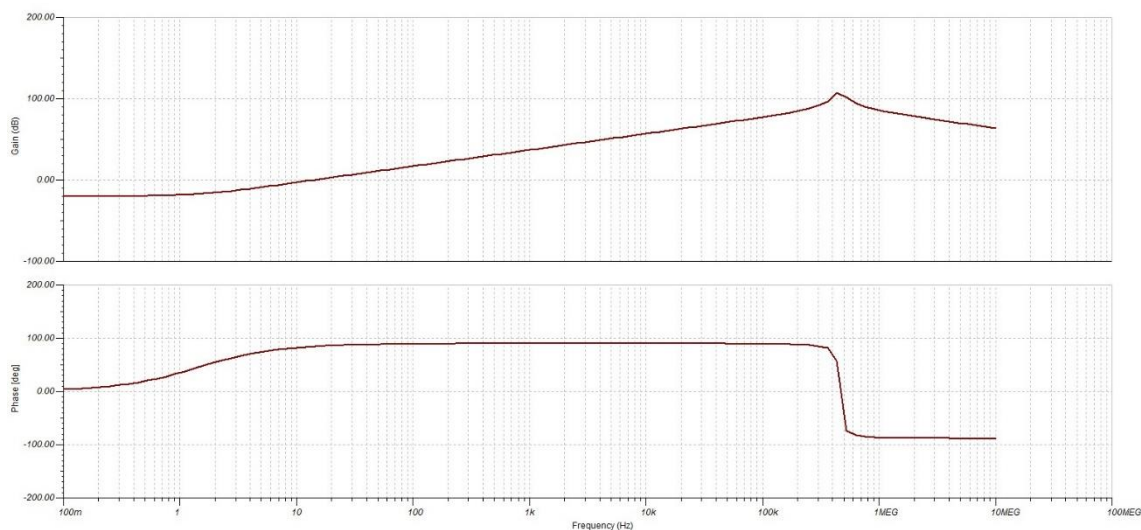


Figura 45. Diagrama de Bode de la impedancia de entrada equivalente del LMC6081 obtenido mediante simulación.

Como se puede observar, ante una corriente la tensión aumenta con la frecuencia, con lo que se puede confirmar que, desde una frecuencia f_p hasta una determinada frecuencia, que llamaremos f_r , la impedancia de entrada se comporta como una bobina. Se puede observar que a esa frecuencia límite, el sistema tiene resonancia, además, no coincide con el valor de $f_p \cdot G_{DC}$ que se había demostrado anteriormente en los cálculos y en MATLAB, $f_r \neq f_p \cdot G_{DC}$, sino que presenta un valor menor, esto es debido a la presencia de capacidades parásitas a la entrada en el caso real del circuito, que se estudiarán a continuación, y en la gráfica esta frecuencia de resonancia es de $f_r = 440,16 \text{ kHz}$.

Con esta comprobación, se podría modelar esta impedancia como una bobina equivalente, cuyo valor podemos obtener cogiendo un punto de magnitud y frecuencia del diagrama de Bode.

$$1\text{kHz} \rightarrow 38\text{ dB}$$

Conociendo la fórmula de la impedancia de la bobina:

$$2\pi fL = Z_Z \rightarrow 2\pi \cdot 1000 \cdot L = 10^{38/20} \rightarrow L = 12,642\text{ mH}$$

Por lo que la impedancia de entrada equivalente del LMC6081, hasta la frecuencia de resonancia se podría modelar como:

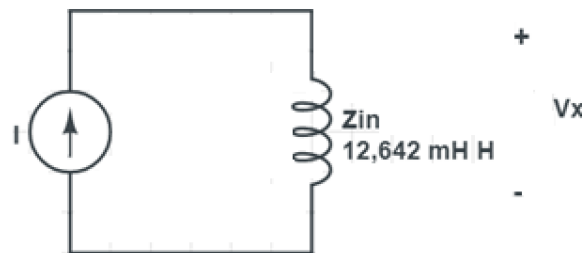


Figura 46. Modelo impedancia equivalente hasta frecuencia de resonancia.

Se puede concluir, en que se debe estudiar el efecto de las capacidades a la entrada del amplificador, para ver cómo afectan a la frecuencia de resonancia del sistema y por tanto a la calidad de la señal de salida, así como para minimizar su efecto.

3.6. Efecto de las capacidades de entrada en la impedancia de entrada

En el caso del amplificador real, habrá una capacidad parásita a la entrada de éste, debida tanto a las propias pistas de la PCB como a los cables, que forman pequeños condensadores, como a las propias capacidades de entrada del amplificador operacional. La capacidad debida a los cables y pistas es difícil de medir, sin embargo, respecto a la capacidad de entrada del operacional, este valor se puede encontrar normalmente en las hojas de datos del fabricante, o al menos un rango entre el que estará el valor.

Esta capacidad de entrada, que se modelará como un condensador, expresada como C_{eq} , se encontrará en paralelo con la impedancia de entrada, con lo que el circuito equivalente es el mostrado en la siguiente imagen.

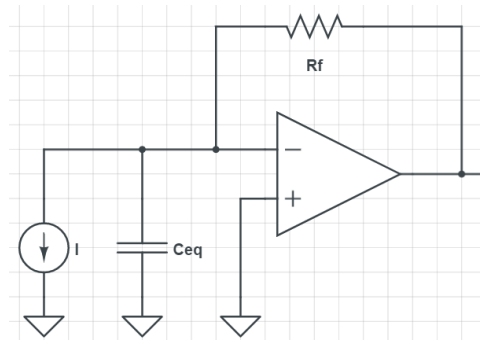


Figura 47. Modelo de la capacidad de entrada en el amplificador de transimpedancia.

Teniendo en cuenta esta capacidad de entrada, realmente nuestra impedancia de entrada equivalente sería la calculada en el apartado 3.5 en paralelo con el condensador equivalente, con lo que quedaría como:

$$Z_{INeq} = Z_{INeq} // \frac{1}{sC_{eq}} = \frac{\frac{R_f}{G_{DC}} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}{1 + \left(\frac{1}{\omega_p \cdot G_{DC}} \cdot \frac{R_f \cdot C_{eq}}{G_{DC}}\right) s + \left(\frac{R_f \cdot C_{eq}}{\omega_p \cdot G_{DC}}\right) s^2}$$

Se puede observar que en el denominador se tiene un polinomio de orden 2, lo que provocaría que el Bode de la impedancia de entrada tuviese una frecuencia de resonancia tal y como se ha visto.

$$\text{En este caso en } f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{R_f \cdot C_{eq}}{\omega_p \cdot G_{DC}}}}$$

Como se puede observar en la ecuación, la frecuencia de resonancia disminuirá al aumentar la resistencia de feedback R_f .

- Cálculo de la capacidad de entrada del LMC6081

Para el modelo LMC6081, conociendo la $f_r = 440,16 \text{ kHz}$ obtenida en la gráfica de Bode del apartado anterior, y con los parámetros $\omega_p = 2\pi \cdot 2$ y $G_{DC} = 631000$ calculados anteriormente para este modelo, además de $R_f = 100 \text{ k}\Omega$ del circuito usado para obtener esa frecuencia de resonancia, podemos despejar y obtener la capacidad de entrada de este modelo:

$$C_{eq} = \frac{1}{\frac{R_f \cdot f_r^2}{\omega_p \cdot G_{DC}}} = 10,36 \text{ pF}$$

Con lo que el LMC6081, tendría una capacidad de entrada de 10,36 pF, en este caso el fabricante no nos proporciona el valor en la hoja de datos para este modelo, sin embargo, como se puede apreciar se ha conseguido obtener mediante simulación.

3.6.1. Efecto de la capacidad de entrada en la salida del operacional

Esta capacidad de entrada cambiará la función de transferencia de la ganancia en lazo cerrado del circuito, con lo que se calculará de nuevo esta, que corresponderá ahora a un caso más aproximado al comportamiento real del circuito, para ver el efecto que tiene este condensador equivalente sobre la tensión de salida del operacional.

Partimos del siguiente modelo del amplificador de transimpedancia:

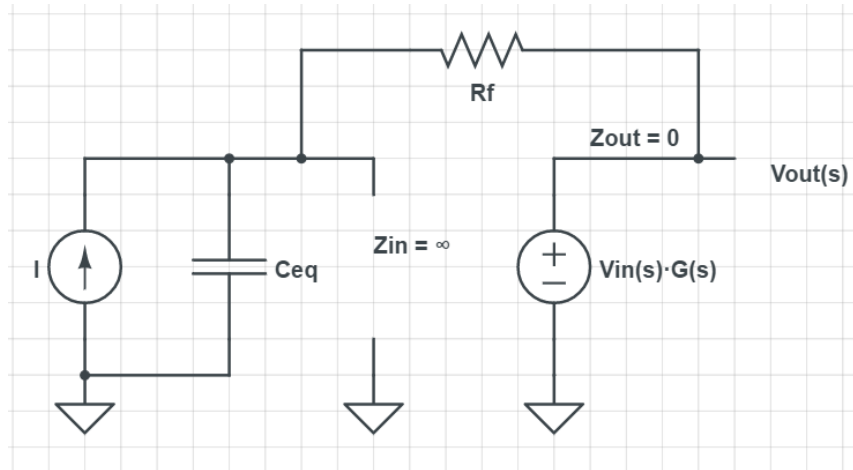


Figura 48. Modelo ideal del amplificador de transimpedancia con capacidad de entrada.

Mediante superposición, se calcula la tensión en el nodo superior del condensador, V_X , que es el correspondiente a la entrada inversora del operacional. Se obtiene:

$$V_X(s) = I(s) \cdot \left[\frac{1}{sC_{eq}} // R_f \right] + V_{out}(s) \cdot \frac{\frac{1}{sC_{eq}}}{\frac{1}{sC_{eq}} + R_f}$$

Anteriormente se dedujo que:

$$V_{out}(s) = -G_{ol}(s) \cdot V_X(s)$$

Sustituyendo V_X en la expresión, se obtiene:

$$\frac{V_{out}(s)}{I(s)} = - \frac{R_f \cdot G_{ol}(s)}{1 + R_f \cdot C_{eq} \cdot s + G_{ol}(s)}$$

Conocemos la función de transferencia en lazo abierto:

$$G_{ol}(s) = \frac{G_{DC}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

Sustituyendo, finalmente obtenemos la siguiente función de transferencia en lazo cerrado del circuito de transimpedancia:

$$G_{CL}(s) = \frac{V_{out}(s)}{I(s)} = - \frac{R_f}{1 + \left(\frac{1}{w_p} + R_f \cdot C_{eq} \right) s + \left(\frac{R_f \cdot C_{eq}}{(1 + G_{DC}) \cdot w_p} \right) s^2}$$

Como se puede comprobar, en la respuesta en frecuencia de $G_{CL}(s)$ habrá una frecuencia de resonancia. Que estudiando el caso anterior del LMC6081, teóricamente será de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{R_f \cdot C_{eq}}{(1 + G_{DC}) \cdot w_p}}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{(100k) \cdot (10,35p)}{(1 + 631000) \cdot (2\pi \cdot 2)}}} = 448,167 \text{ kHz}$$

Comprobando con la simulación en TINA-TI, se obtiene el diagrama de Bode de $G_{CL}(s)$, el circuito a simular es el siguiente, en el que la capacidad de entrada del LMC6081 se encuentra incluida en el modelo, por lo que no es necesario simularla mediante un condensador externo tal y como se muestra en la Figura 47. De nuevo el valor de $R_f = 100K$, que es el valor utilizado para las comprobaciones en los apartados anteriores.

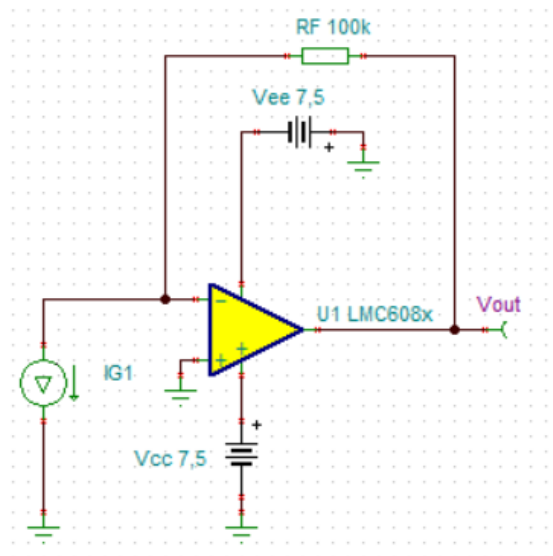


Figura 49. Circuito para simular el efecto de la capacidad de entrada sobre el diagrama de Bode de $G_{CL}(s)$.

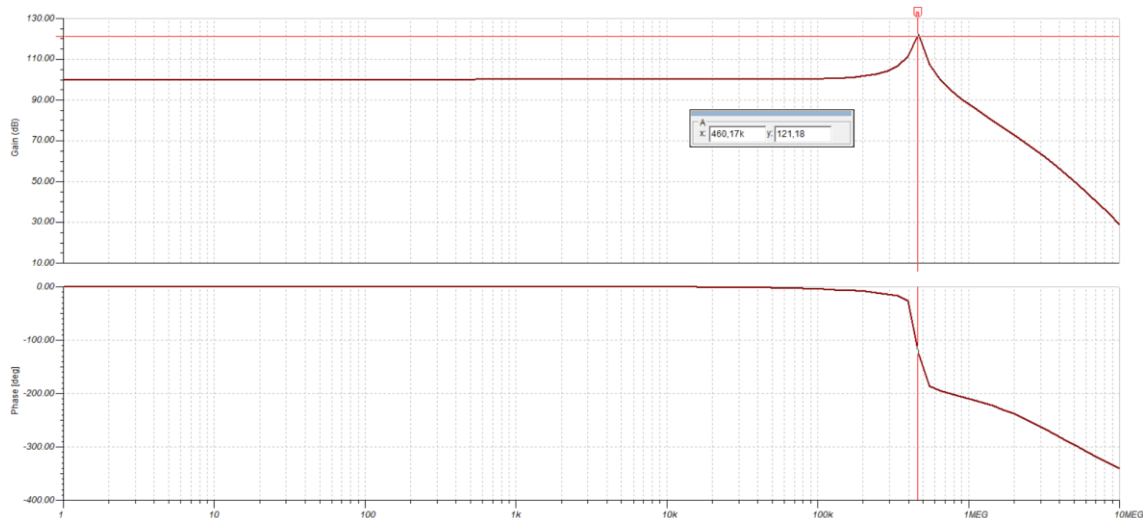


Figura 50. Efecto de la capacidad de entrada en la respuesta en frecuencia de $G_{CL}(s)$ del circuito de la Fig. 38, obtenido por simulación.

Se comprueba que la frecuencia de resonancia es, del diagrama de Bode, de 460,7 kHz, con lo que prácticamente coincide con la calculada anteriormente y la obtenida en el apartado 3.5.

La resonancia, significará que cualquier señal externa de ruido a dicha frecuencia, provocará que el sistema se vuelva inestable y oscile a la salida.

Además, como según la ecuación de la frecuencia de resonancia f_r calculada previamente, la frecuencia de resonancia disminuye al aumentar la resistencia de realimentación R_f , lo que significa que el ancho de banda, o rango de frecuencia hasta el que el circuito de transimpedancia puede trabajar sin sufrir atenuación en la amplificación disminuirá, y además, las señales externas de ruido que provocan que el sistema oscile serán de una frecuencia menor, lo cual deteriora el funcionamiento del circuito, con lo que convendrá tener en cuenta el valor de R_f para ajustar el circuito.

3.7. Efecto de la tensión de entrada en la ganancia del circuito

Como se ha comentado en el documento, la corriente de entrada del amplificador operacional se ha de conseguir excitando el material con una fuente de tensión.

Según la ley de Ohm, al aplicar una tensión sobre una resistencia, se genera una corriente eléctrica, con lo que se modelará a continuación la fuente de intensidad del circuito como una fuente de tensión y una resistencia.

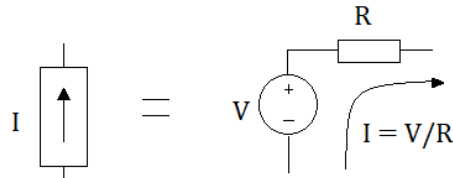


Figura 51. Modelo de fuente de corriente como fuente de voltaje y resistencia.

La corriente dependerá de la tensión aplicada y de la resistencia del material. Con lo que, el circuito de la solución completa, de momento, será el siguiente:

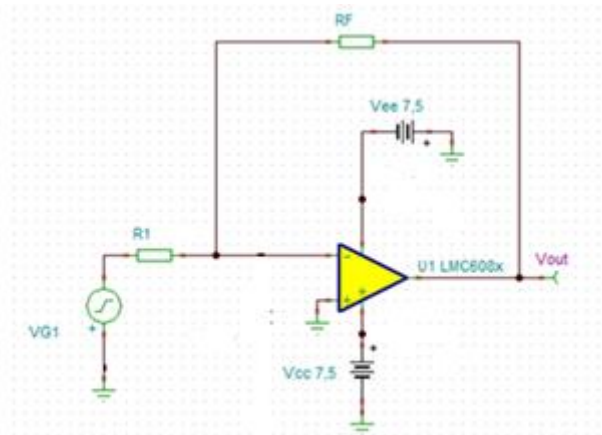


Figura 52. Primer circuito de la solución completa.

Donde R_1 es la resistencia del material y se ha invertido la polaridad de la fuente para evitar el signo negativo en la ganancia en lazo cerrado.

La ganancia en lazo cerrado del amplificador de transimpedancia en baja frecuencia, como se ha descrito previamente, viene dada por la siguiente ecuación:

$$V_{out} = -I \cdot R_f$$

Con lo que ahora, con la inversión de la polaridad que elimina el signo negativo, y la fuente de corriente modelada como $I = \frac{V_{G1}}{R_1}$, se tiene la siguiente la siguiente ecuación de ganancia en lazo cerrado a baja frecuencia:

$$V_{out} = \cdot \frac{V_{G1}}{R_1} \cdot R_f = V_{G1} \cdot \frac{R_f}{R_1}$$

Como se ha comentado, es de interés que R_f no sea de un valor demasiado elevado, debido a que disminuye la frecuencia de resonancia del circuito. Como se puede observar, la disminución de R_f se puede compensar aumentando la tensión de excitación del material, V_{G1} , en la misma relación en que se reduzca R_f .

Para explicar esto más visualmente, se expondrá el ejemplo de que la resistencia del material $R_1 = 10 \text{ G}\Omega$, y se quiere obtener una salida de $V_{out} = 1 \text{ V}$, con lo que se estudiarán 2 casos:

- $R_f = 10\text{ M}\Omega$

La tensión V_{G1} necesaria para obtener 1 V a la salida sería la siguiente:

$$V_{G1} = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_f} = 1 \cdot \frac{10 \cdot 10^9}{10 \cdot 10^6} = 1000\text{ V}$$

- $R_f = 100\text{ M}\Omega$

La tensión V_{G1} necesaria para obtener 1 V a la salida sería la siguiente:

$$V_{G1} = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_f} = 1 \cdot \frac{10 \cdot 10^9}{100 \cdot 10^6} = 100\text{ V}$$

Con lo que se concluye, que se puede disminuir la resistencia de realimentación, que constituye la ganancia del circuito a baja frecuencia del amplificador de transimpedancia, en favor de aumentar la tensión de entrada, obteniendo el mismo resultado de medida y mejorando el rango de operación del circuito.

Para confirmar estas conclusiones, se mostrará a continuación la simulación del circuito de la Figura 52, con 2 valores diferentes de R_f , para confirmar el comportamiento de la frecuencia de resonancia:

- Caso 1: $R_1 = 1\text{ T}\Omega$ y $R_f = 100\text{ G}\Omega$

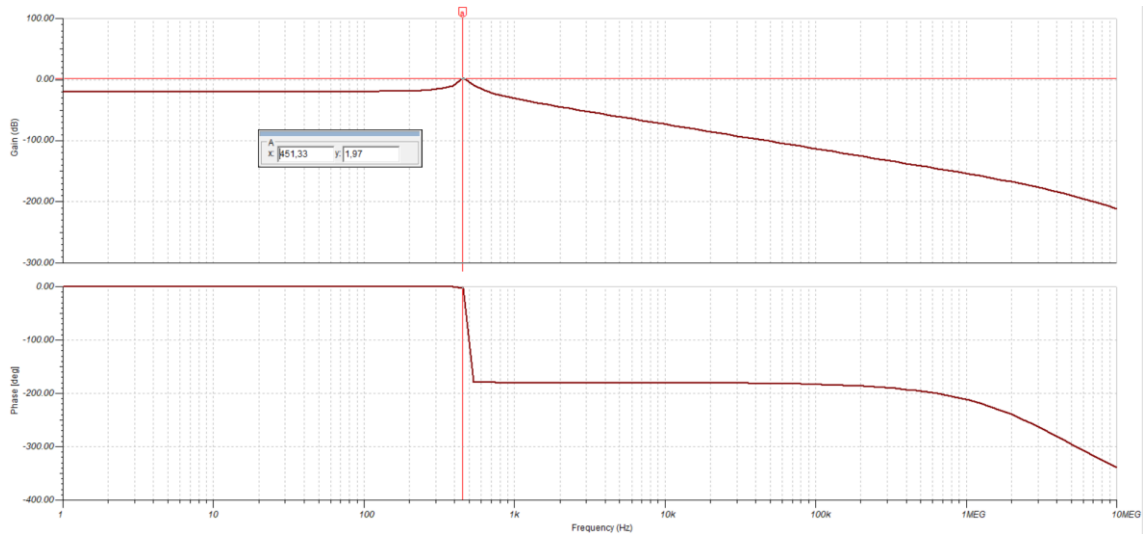


Figura 53. Simulación respuesta en frecuencia de $G_{CL}(s)$ del Caso 1.

Se puede observar que la frecuencia de resonancia es de 451 Hz.

- Caso 2: $R_1 = 1\text{ T}\Omega$ y $R_f = 1\text{ G}\Omega$

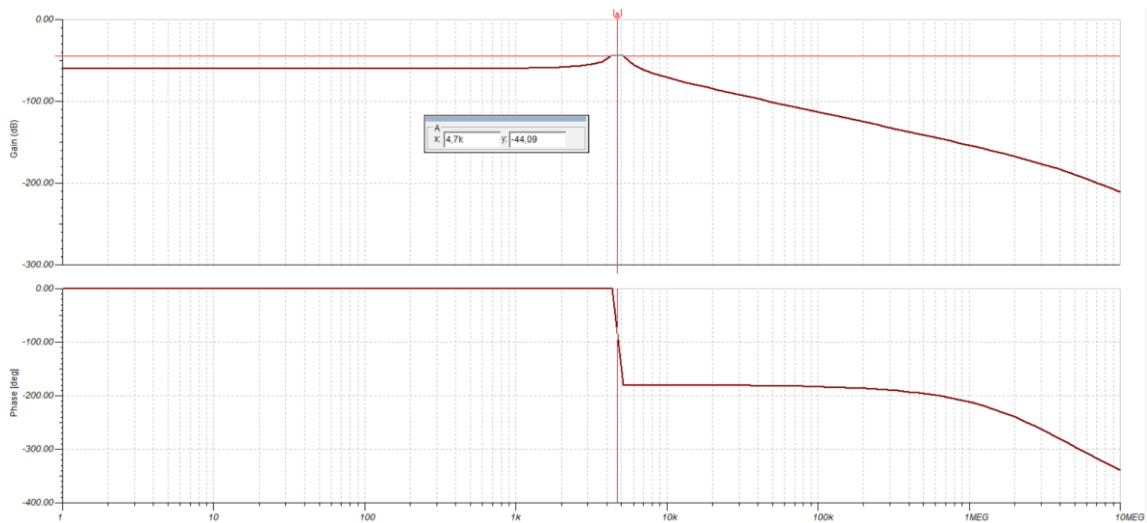


Figura 54. Simulación respuesta en frecuencia de $G_{CL}(s)$ del Caso 2.

Se obtiene $f_r = 4,7\text{ kHz}$, de nuevo se comprueba que la frecuencia de resonancia aumenta al disminuir R_f , respecto a los 451 Hz que se habían obtenido con $R_f = 100\text{ G}\Omega$.

Se puede confirmar, que al aumentar la resistencia de realimentación disminuye la frecuencia de resonancia, lo que sería perjudicial para el circuito. Además, para conseguir un sistema más rápido se debe disminuir el valor de R_f , para así disminuir la constante de tiempo, como se verá en el siguiente apartado del documento, con lo que valores más bajos de R_f proporcionan, además, una respuesta más rápida del circuito.

3.8. Corrección de la inestabilidad a la salida

La manera de evitar la resonancia y la oscilación a la salida en un amplificador de transimpedancia, es emplear un condensador C_F en paralelo con la resistencia de realimentación R_F .

Con lo que el modelo del circuito queda de la siguiente manera:

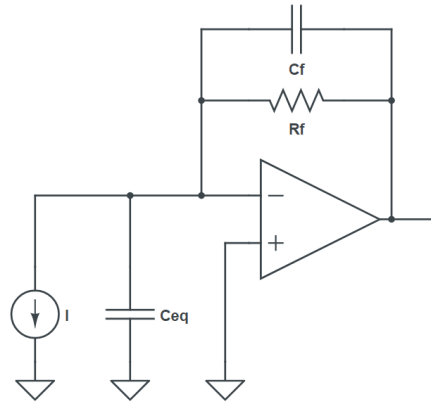


Figura 55. Modelo del amplificador de transimpedancia con C_F .

En el modelo ideal, sin incluir la capacidad de entrada C_{eq} , la función de transferencia del lazo cerrado en este caso vendría dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{out}}{I} = \frac{R_F}{1 + 2\pi f \cdot R_F \cdot C_F}$$

Esta ecuación, sugiere que la respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo cerrado del sistema sería debida a la red de realimentación, al polo generado debido a esta en:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_F \cdot C_F}$$

Sin embargo, esto no explica de momento la inestabilidad a la salida.

Otra manera de explicar esta, es mediante la ganancia de ruido de esta configuración (ganancia en lazo cerrado de la entrada no inversora). La razón de esto es que cualquier señal de ruido, por pequeña que sea, puede desencadenar inestabilidad y oscilación a la salida.

Aplicando divisor de tensión en el circuito anterior, se puede obtener la siguiente ecuación:

$$V_- = V_{out} \cdot \frac{\frac{1}{j\omega C_{eq}}}{\frac{R_F}{1 + j\omega R_F C_F} + \frac{1}{j\omega C_{eq}}}$$

Y despejando, se obtiene la ganancia de ruido en función de la frecuencia ($\omega = 2\pi \cdot f$):

$$A_{CL}(f) = \frac{V_{out}}{V_-} = \frac{1 + j2\pi \cdot f \cdot R_F (C_F + C_{eq})}{1 + j2\pi \cdot f \cdot R_F C_F}$$

Donde se puede observar que a baja frecuencia la ganancia será de 1, es decir, 0 dB.

Y también que, según las ecuaciones del polo y el zero, respectivamente:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_F \cdot C_F}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi \cdot R_F (C_F + C_{eq})}$$

Se puede deducir que $f_z < f_p$. Con lo que representando su diagrama de Bode de magnitud o respuesta en frecuencia se obtiene lo siguiente:



Figura 56. Respuesta en frecuencia de la ganancia de ruido.

La Figura 58 muestra tres escenarios diferentes para la intersección de la curva de respuesta de la ganancia de ruido con la respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo abierto del amplificador, cuya forma ya es conocida.

La degradación de la estabilidad ocurrirá cuando f_p caiga fuera de la curva de ganancia en lazo abierto. Para f_{p1} el circuito oscilará.

Si f_p se encuentra dentro de la curva de ganancia de lazo abierto, el circuito de transimpedancia será incondicionalmente estable. Este es el caso de f_{p2} , pero la estabilidad se compensa en detrimento del ancho de banda de la ganancia en lazo cerrado, que disminuye al disminuir la frecuencia del polo, ya que idealmente, como se ha visto al inicio de este apartado, la ganancia en lazo cerrado viene dada por la ecuación:

$$\frac{V_{out}}{I} = \frac{R_F}{1 + j2\pi f \cdot R_F \cdot C_F}$$

Con lo que el ancho de banda en lazo cerrado también viene dado por f_p .

Además, como se puede observar en la ecuación de f_p , esta se encuentra relacionada con C_F , de manera que al aumentar el valor de este condensador, disminuye f_p , con lo que cuanto mayor sea C_F menor el ancho de banda del lazo cerrado

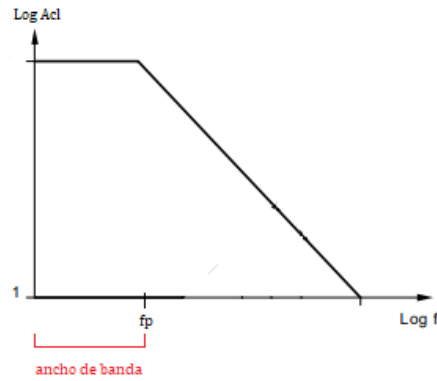


Figura 57. Ancho de banda de $G_{CL}(s)$.

La solución óptima es la presentada para la frecuencia f_{p3} , en cuanto a relación ancho de banda y estabilidad.

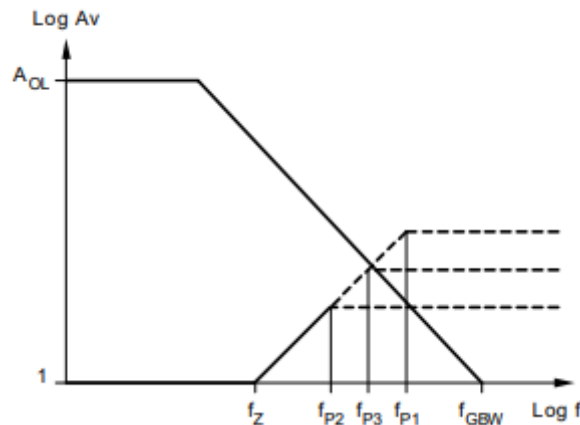


Figura 58. Intersección respuesta en frecuencia de la ganancia de ruido con la de la ganancia en lazo abierto.

Para conseguir llegar al caso de f_{p3} , hay que seleccionar correctamente el valor del condensador de realimentación C_F . Este proceso se puede simplificar al observar que a alta frecuencia ($\uparrow f$), la asíntota de la ganancia de ruido viene determinada por los valores de capacidad.

$$A_{CL}(f \gg f_p) = \frac{1 + j2\pi \cdot f \cdot R_F(C_F + C_{eq})}{1 + j2\pi \cdot f \cdot R_F C_F}$$

El 1 se puede despreciar debido a que es mucho menor que el otro sumando, y R_F y f se simplifican del denominador:

$$A_{CL}(f \gg f_p) = \frac{(C_F + C_{eq})}{C_F}$$

Con lo que se ha de conseguir que el valor de esta asíntota del Bode de la ganancia de ruido coincida en la frecuencia del polo f_p con el valor del Bode de la ganancia en lazo abierto del operacional en esa misma frecuencia, con lo que se fuerza esto.

La ganancia de lazo abierto en dicha frecuencia se encuentra dividiendo el “Gain Bandwidth Product” por esa frecuencia f_p .

Por lo que igualando los valores queda la siguiente expresión:

$$\frac{GBW}{f_p} = \frac{C_F + C_{eq}}{C_F}$$

Donde simplemente sustituyendo f_p , por su ecuación, se llega a la siguiente expresión del valor óptimo de C_F para conseguir la mejor relación entre estabilidad y ancho de banda de la aplicación.

$$C_F = \frac{1}{4\pi \cdot R_F \cdot GBW} \left[1 + \sqrt{(1 + 8\pi \cdot R_F \cdot C_{eq} \cdot GBW)} \right]$$

Como se ha comentado, siempre se puede garantizar estabilidad seleccionando un valor de f_p menor al ideal, para lo que se necesitaría un valor de C_F mayor al calculado idealmente. Con lo que un C_F mayor al calculado mediante la ecuación anterior garantiza estabilidad, pero disminuye más el ancho de banda (se puede aplicar si el ancho de banda no es un requisito crítico).

A continuación, se van a demostrar estas conclusiones mediante simulación electrónica, para ello, recordando del apartado 3.6, la capacidad de entrada calculada era de $C_{eq} = 10,36 \text{ pF}$.

El circuito para simular será el siguiente, donde se ha sustituido la fuente de intensidad por su equivalente en fuente de tensión y resistencia, tal y como se mostró en el apartado 3.7, para obtener un circuito equivalente al de la solución completa.

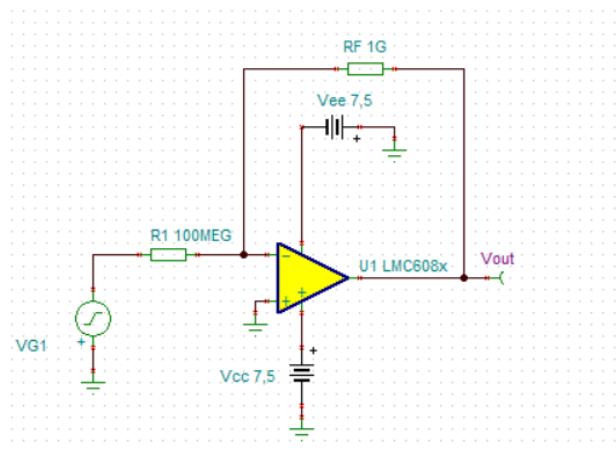


Figura 59. Circuito para comprobar las deducciones sobre C_F .

La fuente de tensión V_{G1} presenta un valor de 10 mV, con lo que la fuente de intensidad de entrada será de un valor de:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^6} = 1 \cdot 10^{-10} \text{ A} = 100 \text{ pA}$$

Mientras que la ganancia en baja frecuencia vendrá dada, como se ha visto, por $R_F = 1\text{ G}\Omega$, con lo que la tensión esperada a la salida es de $100\text{ pA} \cdot 1\text{ G}\Omega = 100\text{ mV}$.

En primer lugar, se comprueba la resonancia y ancho de banda mediante la respuesta en frecuencia de la ganancia en lazo cerrado del circuito:

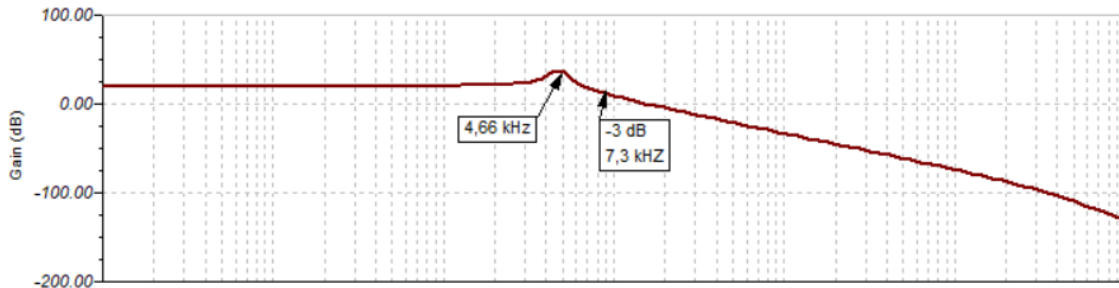


Figura 60. Respuesta en frecuencia de $G_{CL}(s)$ del circuito de la Fig. 48.

Y a continuación, la oscilación a la salida:

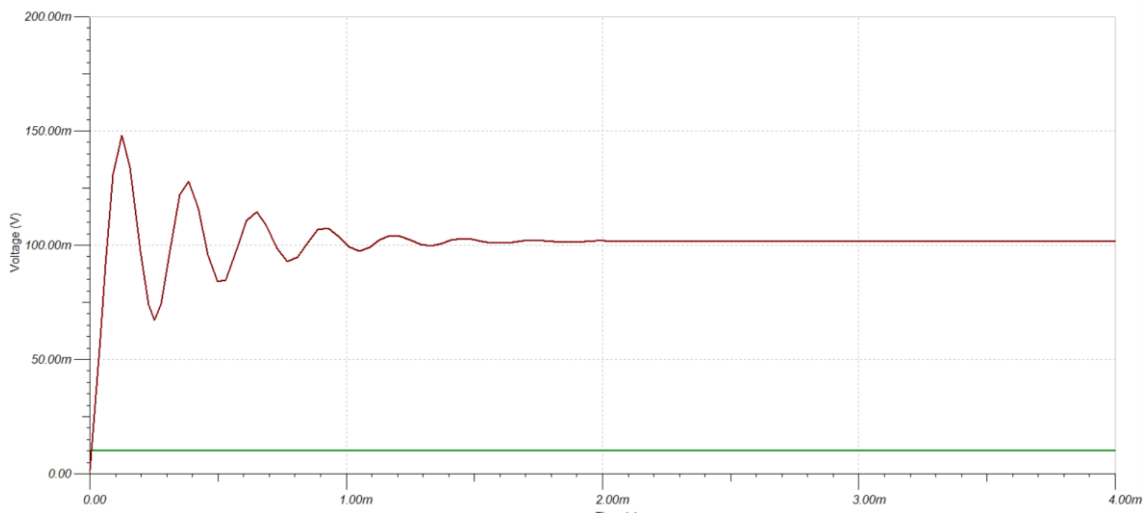


Figura 61. Simulación respuesta transitoria ante escalón del circuito de la Fig. 48.

Se observa que la tensión de salida oscila al inicio, como era de esperar, y tarda en torno a unos 2 milisegundos en llegar al régimen estacionario y establecerse en los 100 mV esperados.

También se ha simulado la respuesta ante una señal cuadrada de entrada, donde se ve el efecto de la resonancia sobre la salida en cada cambio de la señal de entrada:

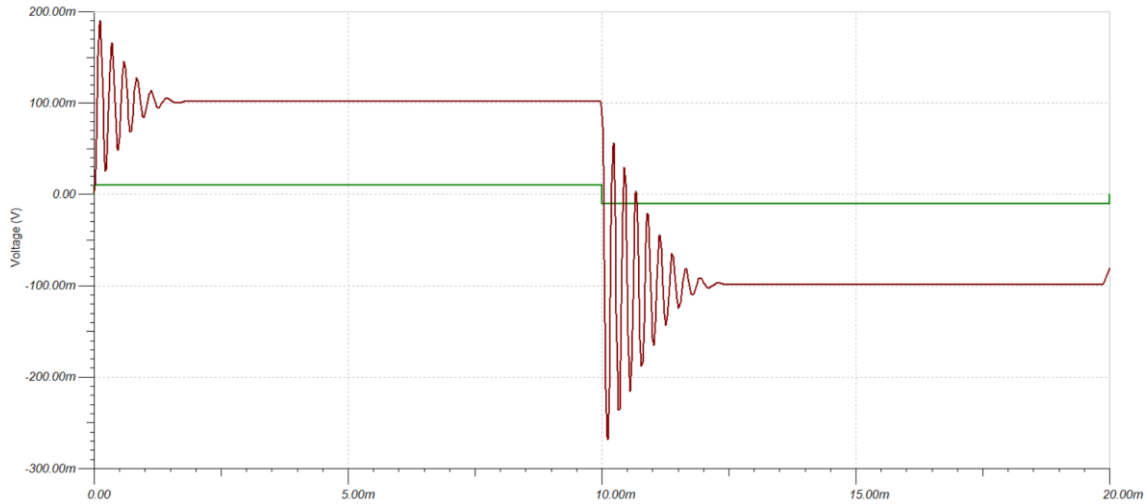


Figura 62. Simulación respuesta transitoria ante señal cuadrada del circuito de la Fig. 48.

Una vez comprobado que el sistema oscila a la salida, se comprobará el efecto de C_F sobre la estabilidad y ancho de banda del circuito, para ello se simularán 4 casos.

Se calcula el condensador de realimentación ideal, conociendo los valores de $R_F = 1\text{ G}$, $C_{eq} = 10,36\text{ pF}$ y $GBW = 1,3\text{ MHz}$.

$$C_F = \frac{1}{4\pi \cdot R_F \cdot GBW} \left[1 + \sqrt{(1 + 8\pi \cdot R_F \cdot C_{eq} \cdot GBW)} \right] = 3,5675 \cdot 10^{-14}\text{ F} = 35,675\text{ fF}$$

El circuito a simular en los 4 casos será el siguiente, en el que variará el valor de C_F .

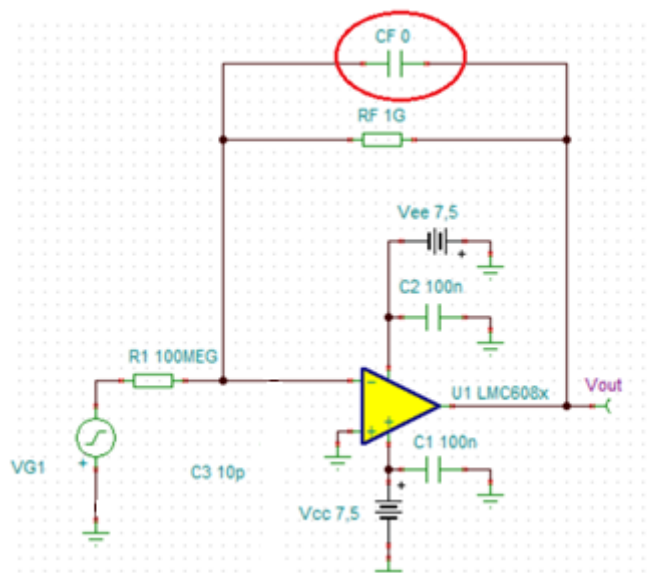


Figura 63. Circuito a simular para comprobar el efecto de C_F .

- Caso 1: $C_F = 35,675 \text{ fF}$

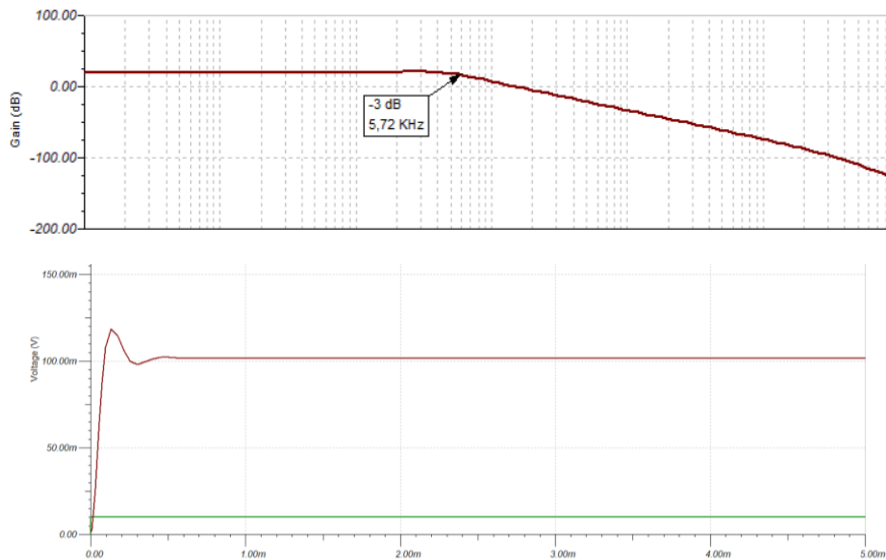


Figura 64. Resultados del Caso 1.

En este caso, con el valor calculado, f_p se encontraría en el caso de f_{p3} mostrado en la Figura 58, se puede observar que el sistema se vuelve más estable, eliminando la resonancia casi completamente, pero sigue presentando un sobrepico a la salida.

Esto se debe a que este caso es el que presenta mejor relación entre reducción de inestabilidad y disminución del ancho de banda, que como se puede observar, no se ha reducido mucho, ha pasado de 7,2 kHz a 5,72 kHz.

Se observa, además, que la salida se estabiliza en torno a los 0,8 ms.

- Caso 2: $C_F = 70 \text{ fF}$

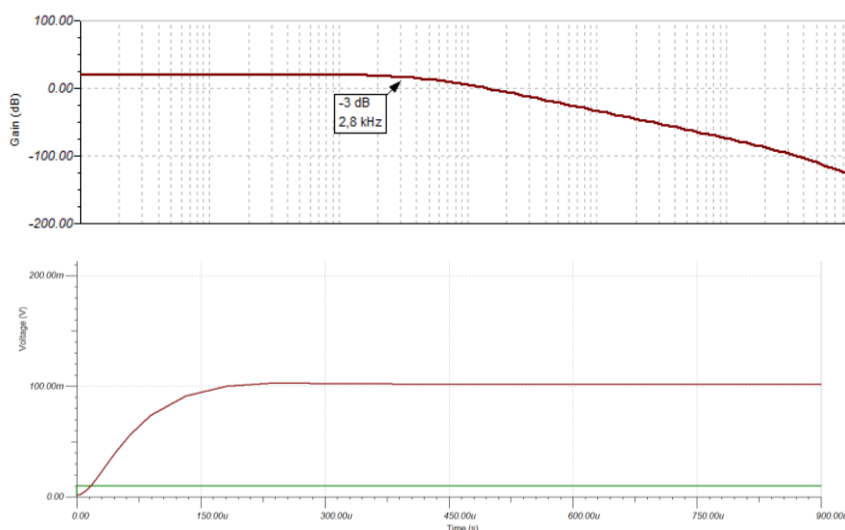


Figura 65. Resultados Caso 2.

En este caso, con el valor calculado, f_p se encontraría en el caso de f_{p2} mostrado en la Figura 58, como se ha dicho, este caso garantiza estabilidad, como se puede observar ya que elimina las oscilaciones a la salida y la resonancia, sin embargo, el ancho de banda disminuye más respecto al caso inicial, de 7,2 kHz pasa a 2,8 kHz, y se comprueba que al aumentar C_F disminuye el ancho de banda.

Se observa, además, que la salida se estabiliza en torno a los 0,55 ms.

- Caso 3: $C_F = 100 \text{ fF}$

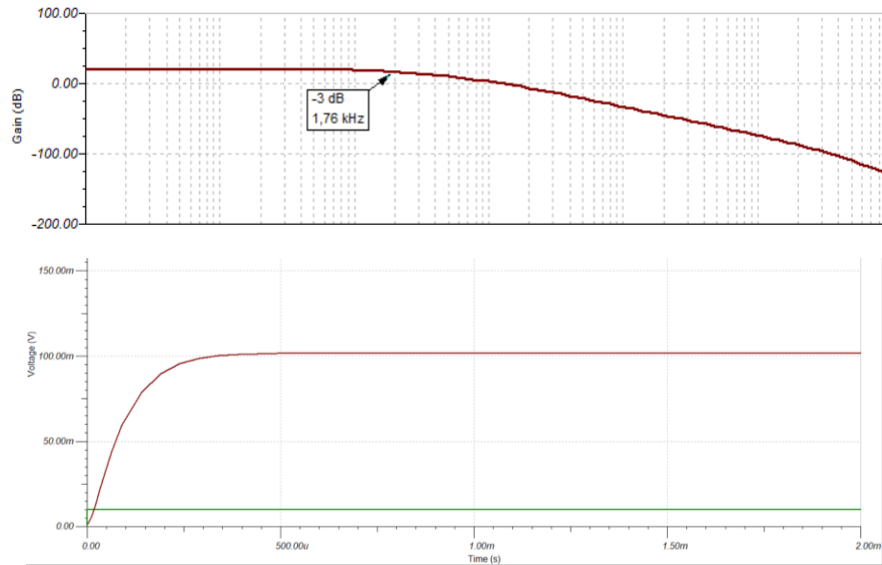


Figura 66. Resultados Caso 3.

En este caso, con el valor calculado, f_p se encontraría de nuevo en el caso de f_{p2} mostrado en la Figura 58. Este caso se ha realizado para demostrar de nuevo, que el aumento de C_F provoca una disminución del ancho de banda, si se compara con el caso 2, este disminuye más aún, hasta 1,76 kHz.

Se observa, además, que la salida se estabiliza en torno a los 0,45 ms.

- Caso 4: $C_F = 10 \text{ fF}$

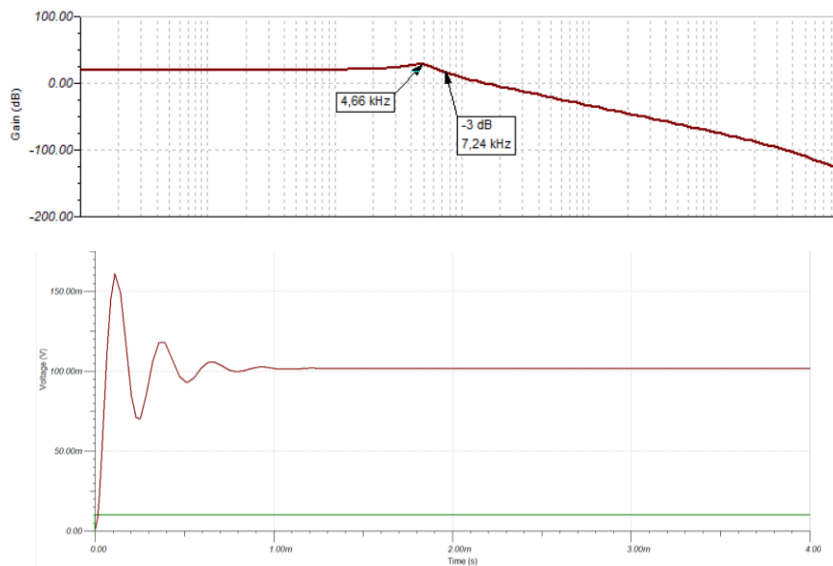


Figura 67. Resultados del Caso 4.

Con un valor inferior al calculado, f_p se encontraría en el caso de f_{p1} mostrado en la Figura 58, y como se puede observar, el circuito sigue presentando resonancia y siendo inestable y oscilatorio a la salida.

Se puede concluir que el valor de C_F idóneo es complicado de calcular, con lo que este debe ser determinado y comprobado mediante simulación electrónica o empíricamente.

3.8.1. Efecto del condensador de realimentación en la velocidad del circuito

En los casos anteriores de simulación de diferentes valores del condensador C_F , se puede observar una variación en el tiempo de estabilización de la señal de salida en cada caso comprobado.

Esto quiere decir, que el valor del condensador C_F afecta también a la velocidad de respuesta del circuito, como se verá a continuación.

Si se observa de nuevo la ecuación de la ganancia en lazo cerrado del circuito ideal de transimpedancia.

$$\frac{V_{out}}{I} = \frac{R_F}{1 + j\omega \cdot R_F \cdot C_F}$$

Esta se puede expresar como un sistema de primer orden, en el que la constante de tiempo del sistema (τ), depende de la resistencia y el condensador de realimentación.

$$\frac{V_{out}}{I} = \frac{R_F}{1 + s \cdot R_F \cdot C_F}$$

Donde:

$$\tau = R_F \cdot C_F$$

La constante de tiempo de un sistema determinará la velocidad en la respuesta o medida del circuito ante un cambio en la señal de entrada (I). Cuanto menor sea, más rápido será el sistema y por tanto la señal de salida (V_{out}) llegará antes al régimen estacionario, y cuanto mayor sea τ , más lento será el sistema.

Con lo que R_F y C_F determinarán la velocidad del sistema. Si R_F tiene un determinado valor fijo, aumentar C_F provocará que el sistema sea más lento, y disminuir este hará que sea más rápido.

Para comprobar estas deducciones, se simulará la salida (V_{out}) de 2 casos del siguiente circuito, para verificar cómo afecta C_F en la velocidad de respuesta del circuito de transimpedancia:

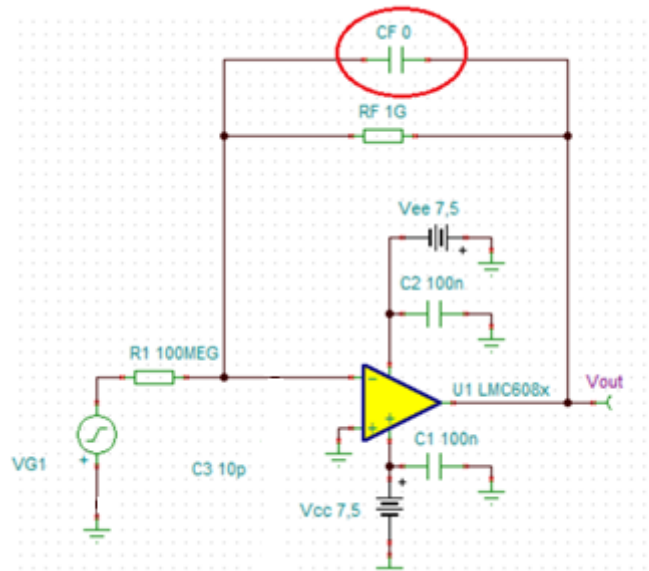


Figura 68. Circuito a simular para comprobar cómo afecta C_F en la velocidad de respuesta del circuito de transimpedancia.

- Caso 1: Se añade un condensador C_F de valor 10pF y se aplica a la entrada una señal cuadrada de 1 Hz.

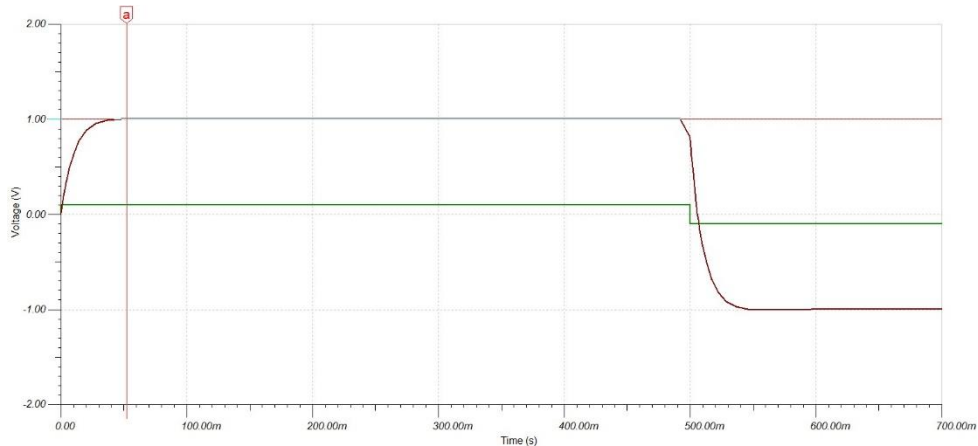


Figura 69. Respuesta transitoria ante señal cuadrada de entrada Caso 1.

El sistema tarda sobre 50 ms en llegar al estacionario, debido al bajo valor de la constante de tiempo, que en este caso es $\tau = (1 \cdot 10^9) \cdot (10 \cdot 10^{-12}) = 0,01$

- (1) Se añade un condensador C_F de valor 33pF y se aplica a la entrada una señal cuadrada de 1 Hz.

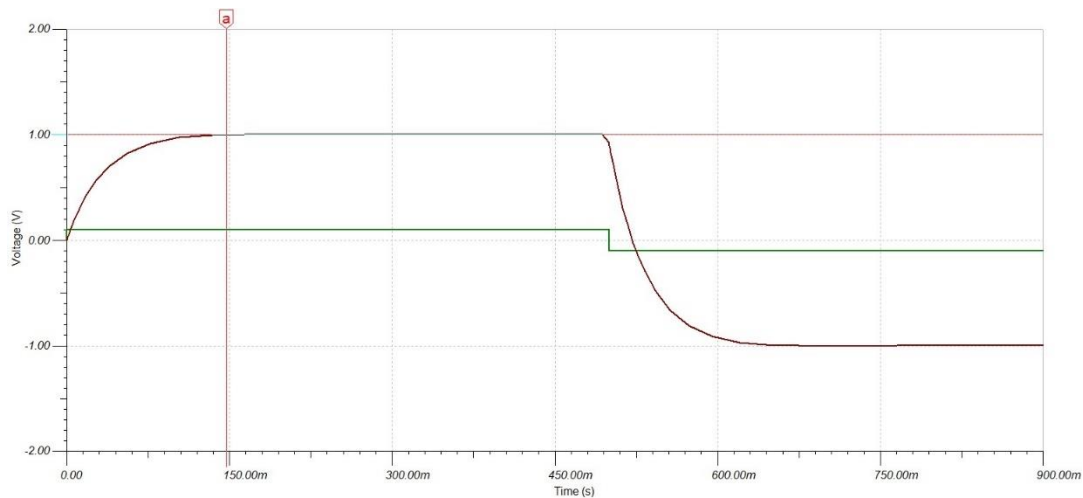


Figura 70. Respuesta transitoria ante escalón de entrada Caso 2.

En este caso, la $\tau = (1 \cdot 10^9) \cdot (33 \cdot 10^{-12}) = 0,033$ y como se puede observar con este valor de condensador la medida es más lenta que en el caso de los 10pF, se puede observar que tarda unos 150 ms en llegar al estacionario, debido a que la constante de tiempo es mayor, $0,033 > 0,01$.

Se puede concluir, que añadir un condensador en paralelo con la resistencia de realimentación, además de permitir eliminar la resonancia y oscilaciones, afectará a la velocidad de respuesta del circuito de medida. Cuanto mayor sea el valor de C_F , más lento se volverá el sistema, por tanto, se ha de encontrar un equilibrio en el valor de dicho

condensador, según los requerimientos de estabilidad y ancho de banda, y velocidad de respuesta.

En este caso, una velocidad de respuesta elevada no es un requisito fundamental, con lo que no se tendrá tanto en cuenta este parámetro para la selección del condensador C_F .

3.9. Implementación de “Guarda” en el amplificador de transimpedancia

En el caso del amplificador de transimpedancia, o convertor de corriente a tensión, al trabajar en baja corriente, el nodo inversor de entrada y sus elementos de realimentación, son elementos críticos en la medida, y las pérdidas de corriente en estas zonas pueden degradar la precisión del dispositivo, ya que como se vio al principio del documento, la corriente de entrada que circule por estos puntos será la que se amplifique a la salida, y será crucial la disminuir al máximo el error en ella.

En el diseño en placa de circuito impreso (PCB), el concepto es rodear el conductor de alta impedancia con otro que es llevado al mismo potencial, normalmente rodeando los nodos críticos con una pista o capa de cobre. Como se ha dicho, en el amplificador de transimpedancia, el nodo inversor de entrada y sus elementos de realimentación son los nodos críticos para una buena medida, por lo que la implementación en PCB del guarda sería rodeando estos de la siguiente manera:

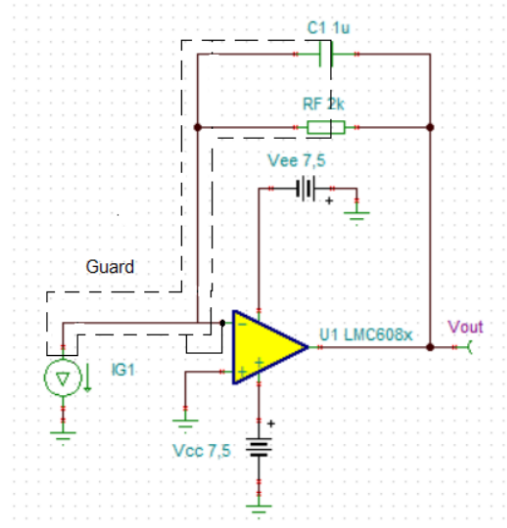


Figura 71. Implementación del guarda en el circuito de transimpedancia.

Donde el guarda sería llevado al potencial de la entrada no inversora del amplificador.

3.10. Circuito de medida solución final

Teniendo en cuenta todo lo expuesto en los apartados anteriores, el circuito final de la solución del sistema de medida será el siguiente.

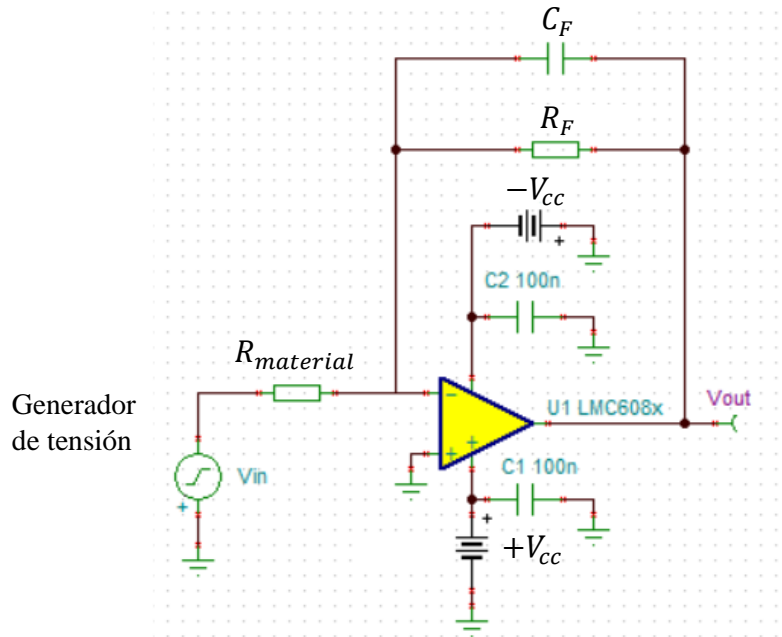


Figura 72. Esquema final del circuito de medida.

- Generador de tensión: Su diseño y esquemático se expondrá más adelante en el documento, será la fuente encargada de excitar el material con voltaje.
- $R_{material}$: Material cuya resistencia (y conductividad) se desea medir.
- $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$: Tensiones de alimentación del LMC6081.
- C_F : Condensador de realimentación, su valor se calculará y simulará en cada caso de medida.
- R_F : Resistencia de realimentación, su valor variará según la ganancia en cada caso de medida y los requisitos expuestos en el documento.
- Se han añadido los condensadores C1 y C2 de 100 nF. Estos condensadores son llamados “condensadores de desacoplo”, y son recomendados por los fabricantes.

4. Diseño prototipo circuito de medida

Con las conclusiones obtenidas en los apartados anteriores, se diseñó un primer prototipo de PCB para la prueba de medidas de diferentes resistencias. El objetivo será medir 3 resistencias de prueba de valores de 1 GΩ, 10 GΩ y 100 GΩ. Además de varias muestras de los composites de polímeros basados en grafeno con diferentes concentraciones de este último.

El esquemático y diseño PCB se han realizado en el software de diseño “KiCAD 6.0”. Se trata de un software de diseño de PCB que combina esquemáticos, diseño y todo lo necesario en un solo entorno para diseñar placas de circuito impreso.

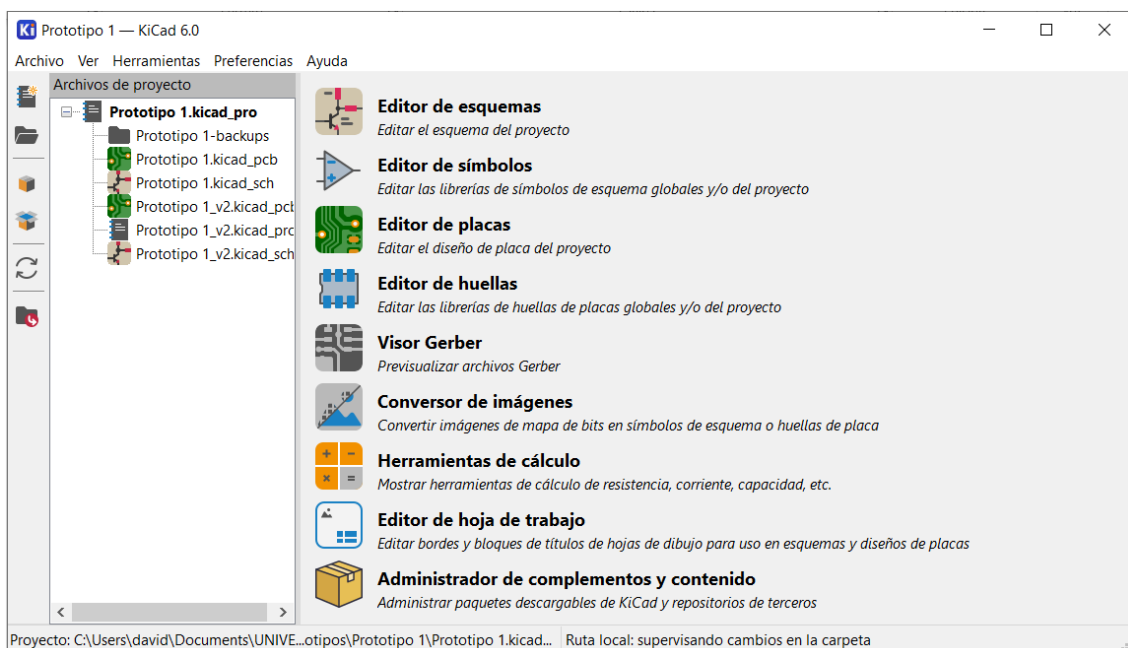


Figura 73. Interfaz KiCAD 6.0.

El esquemático de la solución del circuito de medida es el siguiente, correspondiente al circuito de la Figura 72:

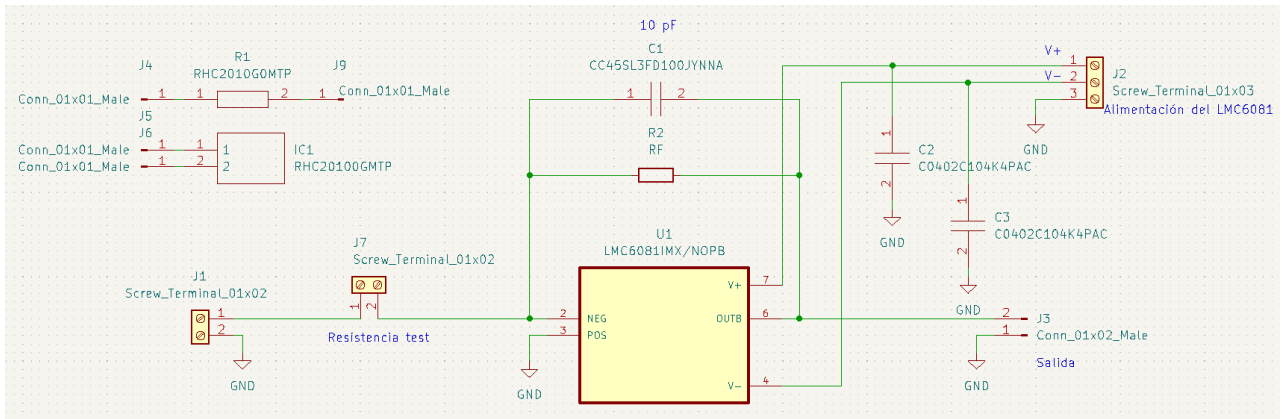


Figura 74. Esquemático PCB del prototipo 1 de circuito de medida.

A continuación, se analizará cada elemento y componentes en detalle. En primer lugar, para cada componente seleccionado, será necesario obtener su símbolo de esquemático, su huella PCB y su modelo 3D. Muchos símbolos, huellas y modelos están presentes en las librerías de KiCAD, pero otros han sido obtenidos de las páginas de los fabricantes que los ofrecen.

La huella PCB es la forma que el componente tendrá en la PCB, y debe estar sujeta a las dimensiones reales, especificadas en las hojas de datos de cada componente.

En este caso, todos los componentes han sido obtenidos del distribuidor de componentes electrónicos “Mouser Electronics”, por lo que cada símbolo, huella y modelo 3D ha sido obtenido de dicha página.

Figura 75. Adquisición de los modelos, símbolos y huellas a través de Mouser.

- Los elementos R1 e IC1 corresponden a las resistencias de 10 y 100 GΩ de montaje SMD que se han montado sobre la placa para realizar las pruebas, se han seleccionado los modelos RHC2010G0MTP y RHC20100GMTP de respectivamente, del fabricante Kamaya. Ambas se encuentran conectados en sus extremos a pines que permitirán su conexión mediante cables, estos son los elementos J4, J9, J5 y J6, serán del modelo 68024-100HLF del fabricante Amphenol FCI.

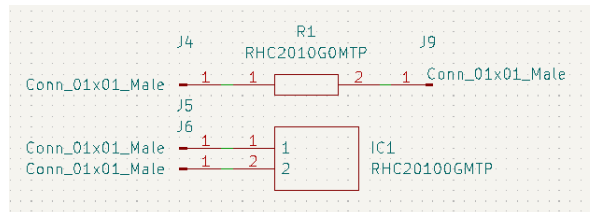


Figura 76. Símbolos R1 e IC1.

- Los elementos J1 y J7 corresponden a regletas de 2 posiciones y de 2,57mm de paso, del modelo VN02A1500000G del fabricante Amphenol Anytek. J1 corresponderá a la conexión con la tensión de entrada, proporcionada por el generador de tensión, y J7 permitirá la conexión intercambiable de diferentes resistencias y muestras de material para las medidas.

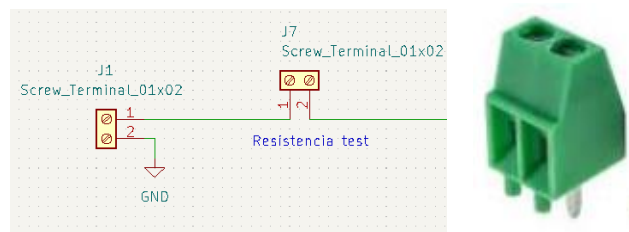


Figura 77. Símbolos elementos J1 y J7 y aspecto real.

- U1 corresponde al amplificador operacional, modelo LMC6081IMX/NOPB, del fabricante Texas Instruments.

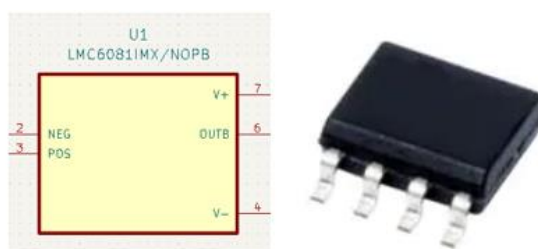


Figura 78. Símbolo y aspecto real del LMC6081.

- J2 es una regleta de conexión de 3 posiciones, para la conexión de las tensiones de alimentación del LMC6081 y la conexión con GND. Es el modelo 282834-3 del fabricante TE Connectivity.



Figura 79. Símbolo y aspecto real del componente J2.

- J3 corresponde a un elemento de pin de 2 posiciones (o 2 pines), que actúa como punto de conexión para la realización de la medida de la tensión de salida del operacional. Es el modelo 826629-2 del fabricante TE Connectivity.



Figura 80. Símbolo del componente J3 y aspecto real de los pines.

- C2 y C3 son condensadores de 100nF, el modelo C0402C104K4PAC del fabricante Kemet, y del tipo de montaje SMD. Soportan hasta 16 V.



Figura 81. Condensador C0402C104K4PAC.

- El condensador C1 (de realimentación), para las pruebas, se ha seleccionado uno de valor de 10 pF, el modelo CC45SL3FD100JYNNA del fabricante TDK y de tipo cerámico, sin embargo, es de montaje en agujero pasante, por lo que se podrá desoldar y soldar otro de otro valor si es necesario en alguna prueba. Soporta hasta una tensión de 3000 V.



Figura 82. Condensador CC45SL3FD100JYNNA.

- R2 o RF, será la resistencia de realimentación. Se ha colocado una huella estándar de resistencia de agujero pasante para soldar y desoldar cualquier resistencia necesaria, ya que esta dependerá de la ganancia deseada que cambiará dependiendo del valor de resistencia del material de cada medida.

4.1. Diseño PCB y asignación de huellas

Tras la colocación y conexión de los componentes en el esquemático, se procede a la asignación de huellas de cada componente. En KiCAD esta se realiza mediante click derecho en el componente del esquemático, y la opción “Editar huella”, tras esto se selecciona en “Footprint” la huella deseada, que debe estar importada en KiCAD.

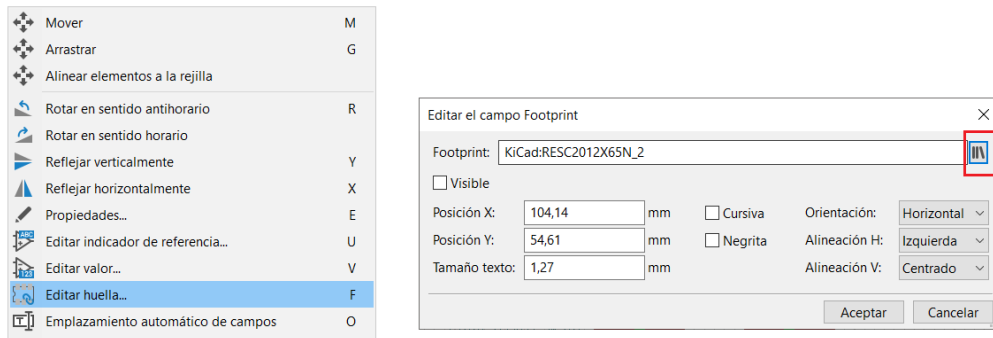


Figura 83. Edición de huella de un componente KiCAD.

En la ventana de selección de huella, se permite navegar a través de la librería de huellas, y visualizar la huella preseleccionada.

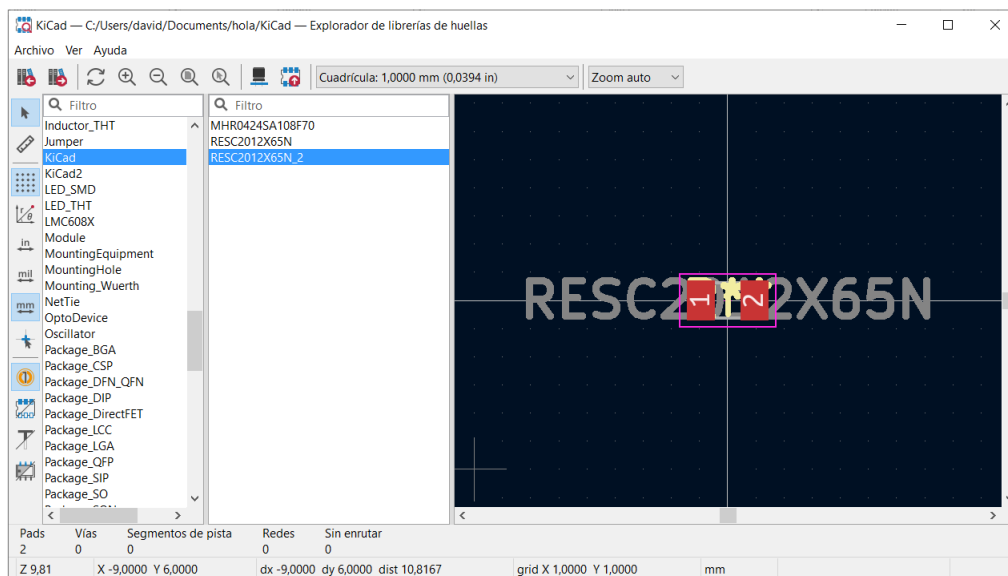



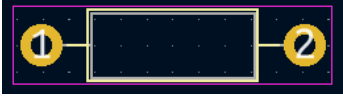
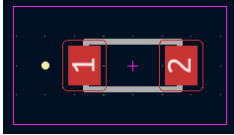

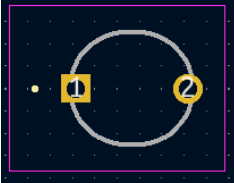

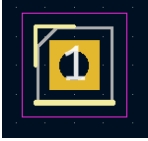
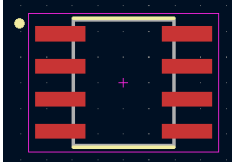
Figura 84. Ventana de previsualización y selección de huella KiCAD.

La importación de huellas es muy sencilla, esta se realiza en el menú de la Figura 73, en el menú “Preferencias” → “Gestionar librería de huellas”, donde se selecciona la carpeta que contenga los archivos de las huellas que se pretendan importar, en este caso, los descargados desde “Mouser Electronics” (ver Fig. 75).

4.1.1. Huellas asignadas a cada componente

Correspondientemente con las dimensiones del modelo físico de cada componente, especificadas en sus respectivas hojas de datos, se han descargado y asignado las siguientes huellas a cada componente:

Tabla 1. Asignación de huellas.

J1 y J7		R1 o RF	
C2 y C3		J2	
C1		J3	
J4, J5, J6 y J9		U1	

4.1.2. Diseño final PCB

Tras la asignación de huellas, se importa el esquemático en el editor de PCB, de manera que se colocan los componentes automáticamente, pero con sus respectivas huellas.

Durante la edición de la PCB, se observan unas líneas indicadoras que unen los pads de los distintos componentes. Estas líneas indican la conexión que tienen los componentes entre sí, correspondientes a las conexiones realizadas en el esquemático entre dichos componentes. Por tanto, se deben realizar todas las conexiones indicadas por esas líneas mediante pistas en la PCB.

Se realiza el ruteo o conexionado de los diferentes elementos siguiendo las siguientes reglas de diseño:

- Se ha implementado en la capa inferior, un relleno de cobre conectado a la red GND (color azul en la Figura 85), de forma que las pistas conectadas a la red GND se funden con ese relleno (se puede observar en el pad 3 de la regleta de 3 pines) y las pistas que son distintas quedan separadas del relleno (como se puede ver en la pista de la capa inferior que une +Vcc con el condensador C2).
- Pista de conexión con el nodo inversor lo más corta posible para reducir la capacidad parásita en dicho nodo.
- Condensadores de desacoplo lo más cerca posible de los pines de alimentación. De otro modo se añadiría inductancia en los pines de alimentación.
- No disponer vías entre el condensador de desacoplo y el pin de alimentación del A.O, estas deben ser colocadas donde el voltaje de alimentación pase a través del condensador antes de entrar en el pin de alimentación del A.O.
- Pistas lo más anchas posibles.
- Mantener los componentes cercanos.

De manera que el resultado final es el mostrado a continuación, donde las pistas de color rojo corresponden a las de la capa superior, mientras que las azules indican las pistas trazadas en la capa inferior.

Se puede observar la implementación del “guarda” en la PCB, rodeando los nodos críticos de CF y RF, y además, se han añadido las huellas de agujeros de métrica M3 para la colocación de patas de sujeción.

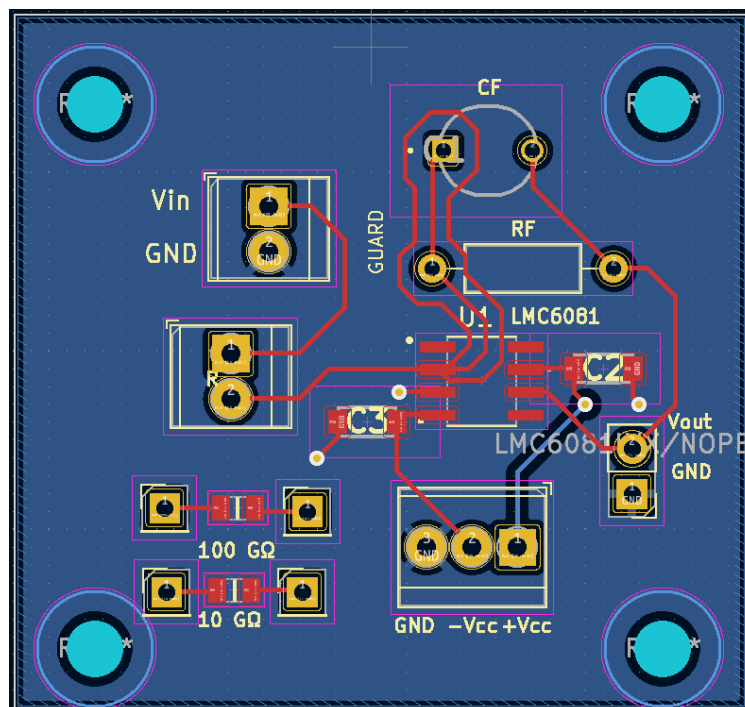


Figura 85. Ruteo diseño final PCB.

Se han empleado vías de paso desde la capa superior a la inferior en los condensadores de desacoplo, para facilitar la conexión con GND a través del relleno de la capa superior, así como para realizar la conexión de C2 con +Vcc y de la patilla no inversora del LMC6081.

Dentro del editor de PCB, la capa superior de “Silkscreen” (F.Silkscreen en Fig.82) permite al usuario dibujar texto o iconos, de manera que se ha empleado esta capa para indicar el uso de cada componente, tal y como se ve en la Figura 86.

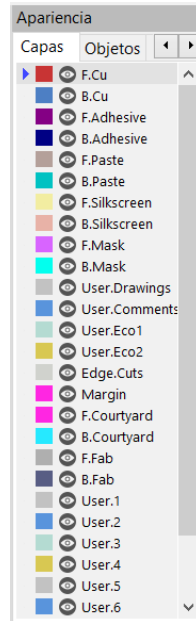


Figura 86. Selector de capa en KiCAD.

Con la capa “Edge.Cuts” se dibuja el contorno y dimensiones de la PCB. “F.Cu” y “B.Cu” corresponden a las capas superior e inferior respectivamente.

Tabla 2. Características físicas de la PCB.

Ancho de pistas	Dimensiones	Espesor	Material base
0,25 mm	41,1 mm x 38,9 mm	1,6 mm	FR4-Standard Tg 130-140C

4.1.3. Modelo 3D del resultado final de la PCB

Mediante los modelos 3D de los componentes seleccionados, obtenidos de los propios fabricantes como se ha comentado a través de “Mouser Electronics”, se ha logrado el siguiente aspecto final de la placa.

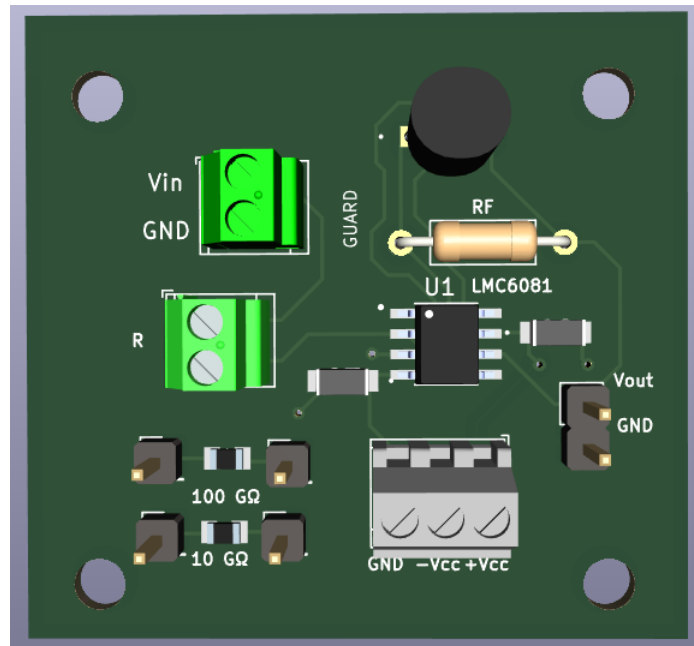


Figura 87. Modelo 3D resultado final prototipo.

El objetivo de la colocación de los pines en las resistencias de 100 y 10 GΩ, como se puede observar, es que estas se conecten a la regleta simbolizada como R mediante cables, permitiendo intercambiar la resistencia a medir.

La regleta R realizará la conexión con el material a medir, ya sea una resistencia de prueba o el nanocomposite de PLA y relleno de carbono.

En la parte trasera del modelo 3D se puede observar el relleno de cobre de GND.

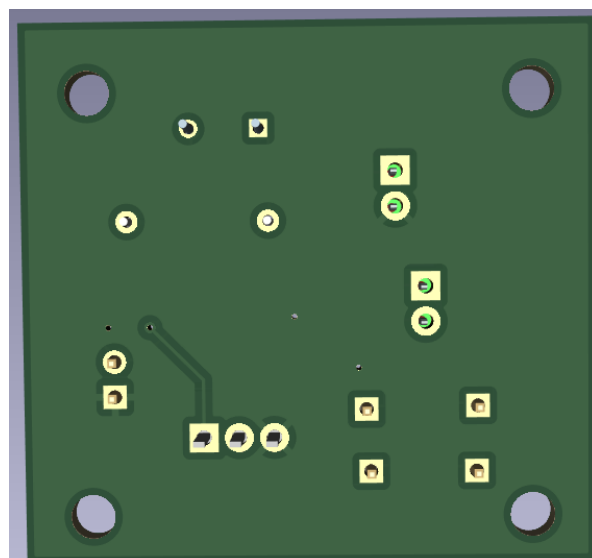


Figura 88. Modelo 3D prototipo parte trasera.

Para asignar cada modelo 3D a cada componente, el editor de PCB nos permite hacer doble click en la huella del componente del diseño, y seleccionar el archivo en la pestaña

“Modelos 3D”, tras esto, se ajustará moviendo el modelo para que coincida con su respectiva huella.

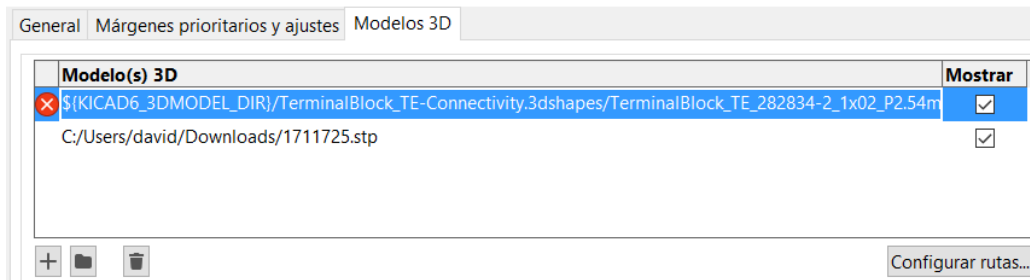


Figura 89. Asignación modelo 3D de componente en KiCAD

➤ Archivos GERBER

Para su fabricación, se ha encargado a la empresa externa JLPCB, para ello será necesario la extracción de los archivos GERBER de la placa, que son los archivos necesarios para realizar el pedido a esta empresa de prototipado de PCBs.

GERBER es un formato de archivo que contiene la información necesaria para la fabricación de la PCB, y se utilizará para realizar el pedido de la misma, incluyendo la información sobre los taladros. Los archivos GERBER ya contienen toda la información de la placa, que presenta una capa superior e inferior, las dimensiones, etc.

Será necesario exportar desde KiCAD un archivo GERBER para cada capa que se emplee en el diseño de la PCB, esto se realiza en el editor de PCB.

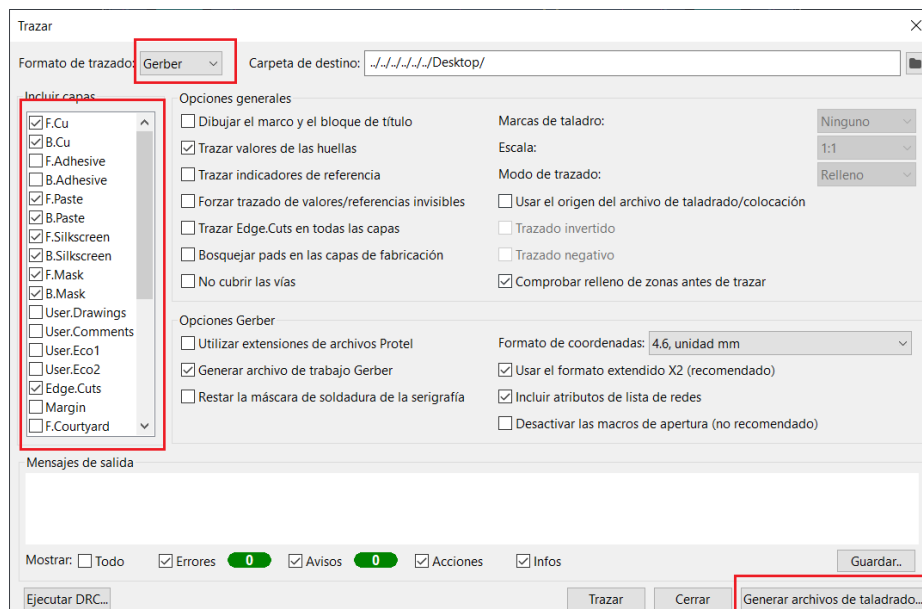


Figura 90. Exportación de archivos GERBER en KiCAD.

JLCPCB ofrece una previsualización del prototipo de la placa con los archivos GERBER para comprobar el resultado.

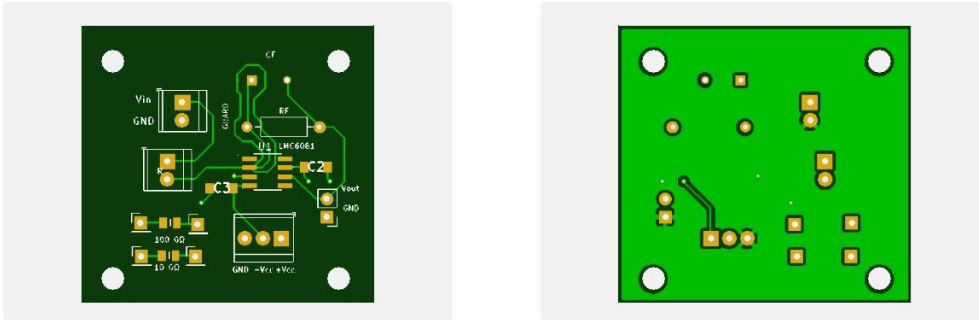


Figura 91. Previsualización del pedido de la PCB con GERBERS.

5. Diseño del generador de tensión

En este apartado se tratará el diseño de una fuente de tensión que proporcione 100 V a su salida (debido a que se comprueba mediante simulación en el apartado 6.1 que con este nivel de tensión a la entrada se pueden medir hasta 100 GΩ), cuya función será excitar la resistencia a medir, o actuar como voltaje de entrada del circuito de la Figura 72.

El principal requisito de diseño será obtener la salida mediante una entrada de 230 V de señal senoidal alterna, obtenidos de la red eléctrica.

Las diferentes etapas para la conversión de la señal alterna a una señal continua de tensión de diferente valor, o lo más aproximada a esta son las siguientes:

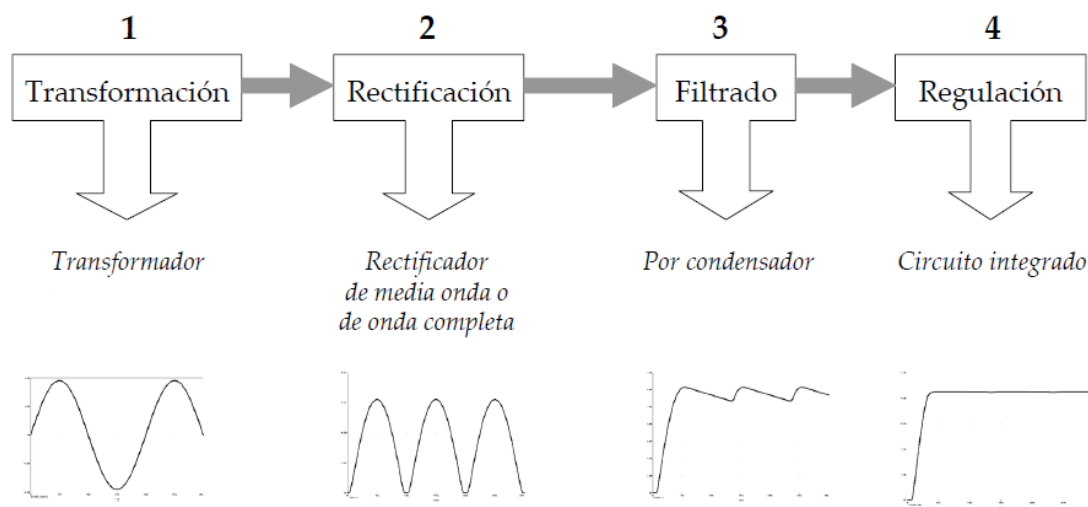


Figura 92. Etapas de una fuente de alimentación CC.

A continuación, se van a analizar los diferentes elementos necesarios que se van a emplear en el circuito para la realización de cada una de estas etapas.

5.1. Análisis del circuito

5.1.1. Transformador

El transformador es el elemento encargado de modificar el nivel o valor de tensión de entrada, a un valor distinto a la salida de este. Es decir, permite aumentar o reducir el valor de voltaje a su entrada dependiendo de la necesidad.

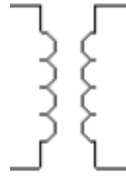


Figura 93. Símbolo eléctrico del transformador.

La ecuación del transformador es la siguiente:

$$\frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{N_1}{N_2}$$

Donde V_{pri} es la tensión en el primario, o a la entrada del transformador, y V_{sec} es la tensión en el secundario, o a la salida.

N_1 es el número de vueltas del primario y N_2 corresponde al número de vueltas del secundario. Además, $\frac{N_1}{N_2}$ se conoce como la relación de transformación. A través de la relación de transformación, y con una tensión en el primario dada, se puede calcular la tensión en el secundario:

$$V_{sec} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{pri}$$

Donde $\frac{N_2}{N_1}$ es la inversa de la relación de transformación.

5.1.2. Rectificador de onda completa

El rectificador de onda completa permite eliminar la parte negativa de la señal alterna, convirtiendo dicho semiperiodo negativo en un semiperiodo positivo. El resultado es una señal con la siguiente forma, donde la frecuencia de la señal de salida del rectificador será el doble de la de entrada.

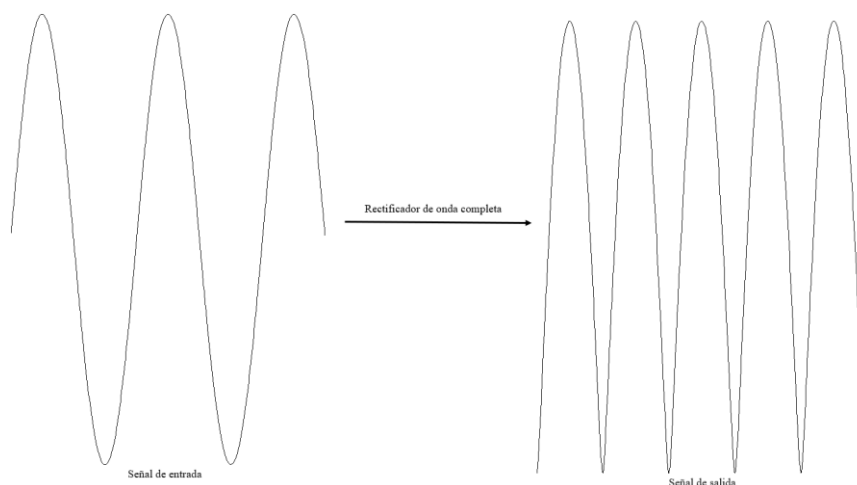


Figura 94. Rectificación de onda completa.

Llamando T_{IN} al periodo de la señal de entrada y T_{OUT} al de la señal rectificada y sabiendo la relación entre estos, y la relación entre frecuencia y periodo.

$$T_{OUT} = \frac{T_{IN}}{2}$$

$$f = \frac{1}{T}$$

Se puede concluir que la frecuencia de la señal rectificada será el doble de la de entrada.

$$f_{OUT} = 2 \cdot f_{IN}$$

La forma de conseguir esto, es empleando un puente de 4 diodos, también llamado “Puente de Graetz”.

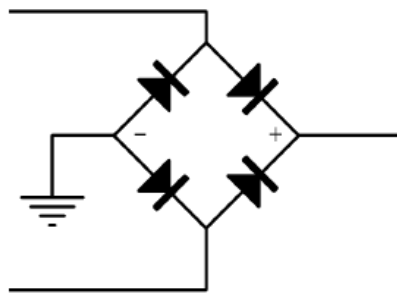


Figura 95. Puente de Graetz.

El funcionamiento del puente es el siguiente, como se aprecia en la Figura 96, durante el primer semiciclo trabajan los diodos D1 y D3 (D2 y D4 están abiertos ya que se encuentran polarizados inversamente), circulando la corriente a través de la carga en un sentido.

Durante el segundo semiciclo o semiperiodo negativo de la señal alterna de entrada (Figura 97) son ahora D2 y D4 los diodos que trabajan y D1 y D3 están abiertos o polarizados inversamente. Sin embargo, la corriente circula en el mismo sentido que lo hizo con anterioridad a través de la carga. Este es el motivo por el cual el semiperíodo de la señal negativa de entrada se convierte en positivo en la salida.

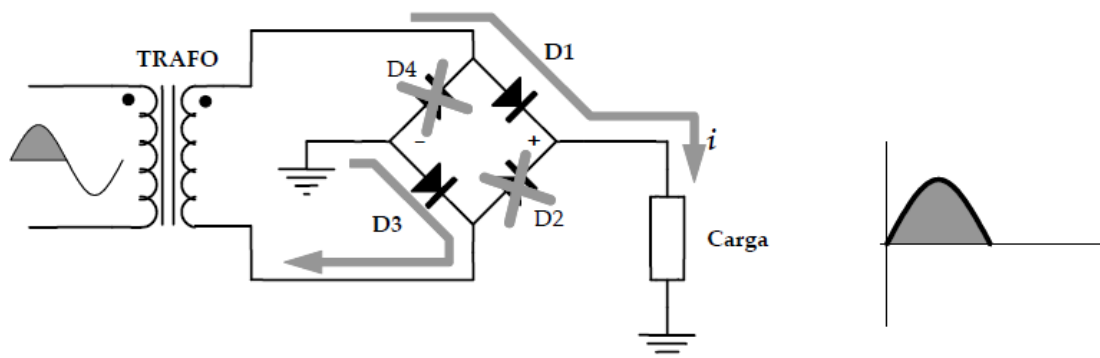


Figura 96. Puente de Graetz primer semiperiodo.

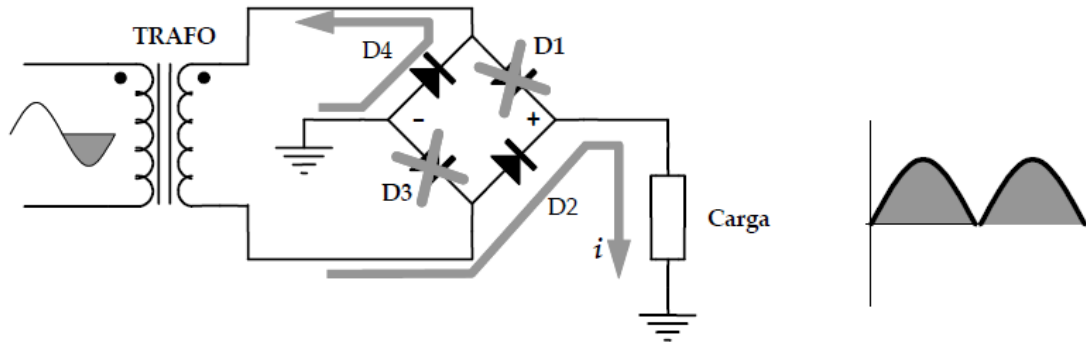


Figura 97. Puente de Graetz segundo semiperiodo.

La tensión a la salida del puente de diodos, o sea la de la señal rectificada, vendrá dada por la siguiente expresión:

$$V_{salida} = V_{entrada} - 2 \cdot V_D$$

Correspondiendo $V_{entrada}$ a la tensión de la señal alterna de entrada al puente, y V_D a la tensión del diodo polarizado en directa.

5.1.3. Filtro por condensador

La corriente en un condensador está definida por la ley de conservación de la carga.

$$I_c = C \cdot \frac{dV}{dt}$$

La carga y descarga del condensador, permite obtener una señal de tensión con un determinado rizado, que presenta una tensión más constante que la señal rectificada de la que procede.

En la siguiente imagen, se muestra la tensión en el condensador frente a la señal de tensión rectificada proveniente del puente de Graetz. Cuando la tensión de entrada rectificada es superior a la del condensador, este se carga en un periodo de tiempo t_1 , mientras que cuando es la del condensador la que es superior, este se descarga en un periodo de tiempo t_2 , tal y como se puede observar en la Figura 98.

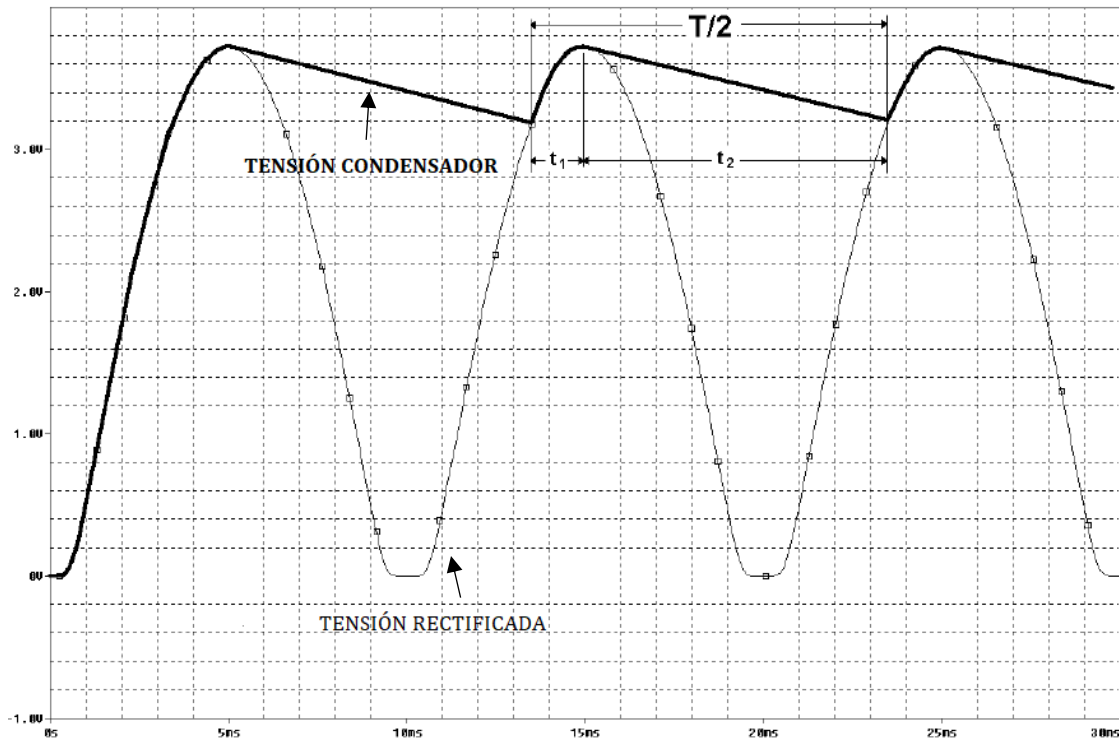


Figura 98. Tensión en el condensador y señal rectificada.

Para calcular el valor del condensador para un determinado rizado o voltaje pico a pico deseado en la señal de tensión del condensador, basta con aplicar la ecuación anterior de la siguiente manera.

$$C = \frac{I \cdot t}{\Delta V_c}$$

Aproximando la forma de onda a una triangular, y estimando que $t_2 = T/2$, se obtiene la siguiente ecuación para el cálculo aproximado del condensador:

$$C = \frac{I \cdot t_2}{\Delta V_c} = \frac{I}{f_{OUT} \cdot \Delta V_c}$$

Donde f_{OUT} corresponde a la frecuencia de la onda de tensión, que es la misma que la de la señal rectificada tras el puente de Graetz, I es la corriente que pasa por el condensador y ΔV_c es el rizado pico a pico de la tensión en el condensador.

5.1.4. Regulador lineal de voltaje

Un regulador lineal de tensión, en este caso, es un circuito integrado capaz de mantener un nivel de voltaje constante a su salida, teniendo una tensión de entrada con rizado.

Es utilizado para estabilizar las fuentes de tensión de corriente continua. Este voltaje, además, puede ser fijo o regulable, tal y como se verá a continuación.

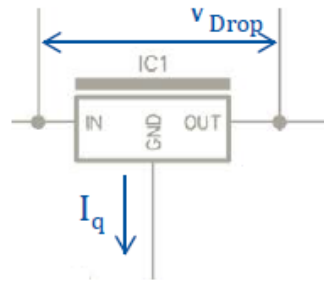


Figura 99. Símbolo regulador lineal de voltaje.

Algunos parámetros de interés son los siguientes:

- V_{DROP} → Es la caída o diferencia de tensión entre la salida y la entrada del regulador. Normalmente, viene especificada en la hoja de datos, o viene establecido un rango con mínimo y máximo entre los que este parámetro debe estar.
- I_q → Es la corriente que fluye desde el regulador hacia tierra o GND. Es una corriente que fluctúa en función de la temperatura, por lo que será conveniente minimizar su efecto como se verá a continuación en el cálculo de la fuente.
- RR o “Ripple Rejection” → Es el factor de rechazo al rizado, expresado en decibelios. Permite calcular el rizado máximo que el regulador puede tener a su entrada para obtener el rizado deseado a su salida.

El efecto del regulador lineal es el que se puede observar en la siguiente imagen, donde se muestra la tensión de entrada a éste, proveniente del filtrado por condensador, y la tensión final a la salida del regulador, prácticamente lineal y fija.

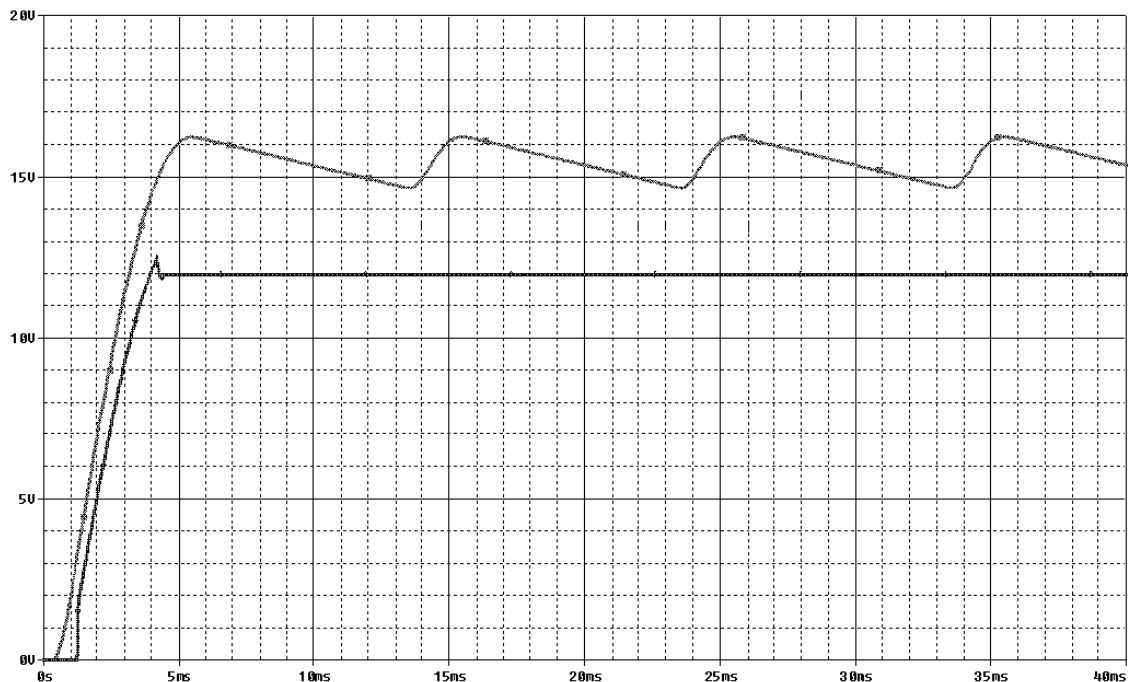


Figura 100. Tensión en el condensador y a la salida del regulador lineal.

5.2. Fuente de tensión regulable

Comprendiendo todas las etapas descritas anteriormente, el esquema propuesto de la fuente de alimentación es el siguiente:

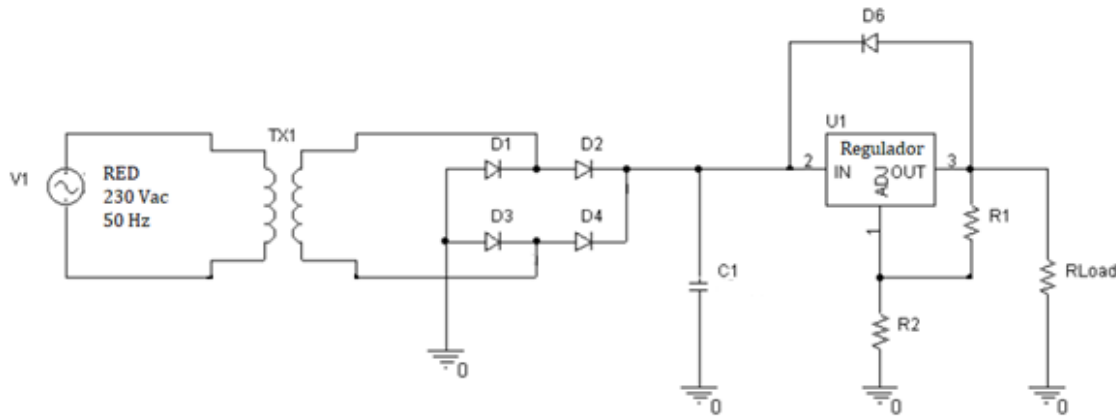


Figura 101. Esquema eléctrico fuente de tensión regulable.

Este es el esquema correspondiente a una fuente de tensión regulable, que se caracteriza por que la tensión a la salida no ha de ser estrictamente la proporcionada por el regulador lineal, sino que puede variar de esta mediante el uso de resistencias. Además, con la adición de potenciómetros en la resistencia R2, se puede variar y ajustar la tensión a la salida en tiempo real, como se verá posteriormente.

El diodo D6, es un diodo de protección en caso de que en algún momento la tensión a la salida del regulador sea menor que a la entrada, y se invierta la corriente, ya que los reguladores son elementos sensibles a la corriente inversa y se pueden romper fácilmente, por lo que el diodo le proporciona otro camino a la corriente para fluir en este sentido opuesto, además es un componente recomendado por los fabricantes.

5.3. Cálculo de la solución

En primer lugar, para una fuente de 100 V será necesario un regulador lineal capaz de proporcionar esa tensión a su salida. En este caso, se ha elegido el regulador de voltaje LR8, cuya salida puede variar entre 1,2 y 438 V, y soporta tensiones de entrada hasta de un valor de 450 V como máximo. Su hoja de datos se puede encontrar en la sección de anexos.

- Datos de partida:
 - $V_{out} = 100 \text{ V}$
 - $\Delta V_{pp} = 8 \text{ mV}_{pp}$
 - $I_{out} = 20 \text{ mA}$

La manera de hacer que el efecto de I_q sea despreciable, como se ha comentado, será hacer que la corriente que fluye a través de R_1 sea mucho mayor que esta, de manera que I_q no tenga efecto sobre la corriente sobre R_2 , ya que como se verá, esta influye en la tensión de salida.

Con lo que:

$$I_{R1} = 100 \cdot I_q$$

Mientras que:

$$I_{R2} = I_{R1} + I_q = 100 \cdot I_q + I_q = 101 \cdot I_q$$

Según la hoja de datos del LR8, el valor típico de I_q es de $10 \mu\text{A}$.

Minimum output current	I_{OUT}	0.3	0.5	mA	Includes R_1 and load current
Adjust output current	I_{ADJ}	5.0	10	μA	
Minimum output load capacitance	C_{LOAD}	1.0		μF	

Figura 102. I_{ADJ} del LR8.

Resolviendo las ecuaciones anteriores:

$$I_{R1} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{R2} = 1,01 \text{ mA}$$

A continuación, se calculará R_1 y R_2 , cuyas ecuaciones, que se obtienen del circuito son:

$$R_1 = \frac{V_{XX}}{I_{R1}}$$

$$R_2 = \frac{V_{out} - V_{XX}}{I_{R2}}$$

En este caso, V_{XX} corresponde a una referencia de tensión del LR8, la cual se corresponde a la tensión que este proporciona a su salida cuando $R_2 = 0$, y según la hoja de datos esta es de $1,20 \text{ V}$.

Input to output voltage difference	V_{IN} V_{OUT}	1.14	1.20	1.26	V	$13.2\text{V} < V_{IN} < 400\text{V}$, $R_1 = 2.4 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0$
Overall output voltage regulation	V_{OUT}	375	400	425	V	$R_1 = 2.4 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 782 \text{ k}\Omega$

Figura 103. Valor de la tensión de referencia del LR8.

Para ilustrar, se puede observar V_{XX} en el circuito en la siguiente imagen.

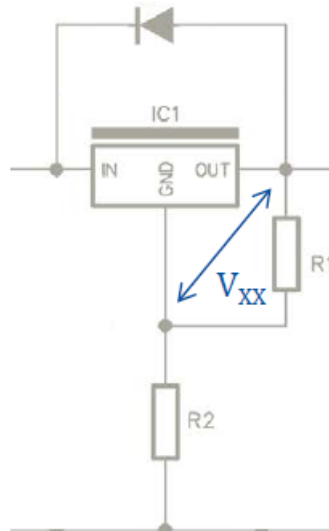


Figura 104. Referencia de tensión del regulador lineal.

Con lo que el valor de las resistencias:

$$R_1 = \frac{1,2}{1 \cdot 10^{-3}} = 1200 \Omega = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{out} - V_{XX}}{I_{R2}} = \frac{100 - 1,2}{1,01 \cdot 10^{-3}} = 97821,78 \Omega = 97,8 \text{ k}\Omega$$

Los límites de corriente a la salida del LR8 son de 10 mA y 30 mA, como mínimo y máximo respectivamente.

Temperature regulation					
Output current limit	I_{OUT}	10	30	mA	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}, -40^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$ $T_J < 85^\circ\text{C}, V_{IN} - V_{OUT} = 12\text{V}$ $T_J > 125^\circ\text{C}, V_{IN} - V_{OUT} = 450\text{V}$
Minimum output current		0,2	0,5	mA	includes D and load current

Figura 105. Límites de corriente a la salida del LR8.

Con lo que se ha seleccionado una corriente de 20 mA a la salida de este, para evitar los extremos.

Esto equivale, sabiendo que a la salida hay 100 V, a una resistencia de carga de:

$$R_{LOAD} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{100}{0,02} = 5000 \Omega = 5 \text{ k}\Omega$$

Además, la corriente en el condensador:

$$I_{TOTAL} = I_{out} + I_{R2} = 20 \text{ mA} + 1,01 \text{ mA} = 21,01 \text{ mA}$$

El parámetro RR, según la hoja de datos, es de 60 dB, con lo que el rizado máximo a la entrada del LR8 para conseguir los 8 mVpp de rizado a la salida es de:

$$RR = 20 \cdot \log \frac{\Delta V_c}{\Delta V_{pp}} \rightarrow \Delta V_c = 10^{60/20} \cdot 0,008 = 8 \text{ V}$$

En este caso, se tomarán 3 Vpp de rizado en el condensador, es decir, a la entrada del LR8, que entran dentro del máximo de 8 Vpp calculado. Con lo que el cálculo del condensador para tener una señal de tensión de 3 Vpp:

$$C = \frac{I_{TOTAL}}{f_{OUT} \cdot \Delta V_c} = \frac{21,01 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 3} = 70,03 \mu F$$

Sin embargo, seleccionando cualquier condensador de un valor mayor, se consigue un rizado menor en este, por lo que se pueden elegir valores superiores al calculado.

$$\Delta V_c = \frac{I_{TOTAL}}{f_{OUT} \cdot C}$$

Ya que como se puede observar, el rizado y el valor del condensador con inversamente proporcionales.

Con lo que se seleccionará un condensador de valor nominal de 2200 μF , con lo que el rizado en el condensador, realmente será:

$$\Delta V_c = \frac{21,01 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot (2200 \cdot 10^{-6})} = 0,0955 \text{ V} = 95,5 \text{ mV}$$

Por último, se procede al cálculo del transformador, en voltios eficaces.

$$V_{sec} = \frac{V_{out} + V_{Drop} + 2 \cdot V_{Diodo} + \Delta V_c}{\sqrt{2}}$$

Según el datasheet del LR8, el V_{Drop} deberá encontrarse en un rango entre 12 y 450 V como mínimo y máximo, como una condición para el correcto funcionamiento de este.

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Input to output voltage difference	$V_{IN} - V_{OUT}$	12		450	V	

Figura 106. V_{Drop} del LR8.

Con lo que se seleccionará una diferencia de 18 V, de manera que tampoco se necesite un transformador demasiado elevado, y a la vez no se encuentre muy cerca el V_{Drop} del límite inferior. Para los diodos, se considerará una caída de 1 V.

Con lo que el transformador:

$$V_{sec} = \frac{100 + 18 + 2 \cdot 1 + 0,0955}{\sqrt{2}} = 84,92 \text{ V}_{eficaces}$$

Mínimo, será necesario un transformador de 84,92 $V_{eficaces}$. Lo que corresponde a $84,92 \cdot \sqrt{2} = 119 \text{ V}$ de pico, que se encuentran dentro del rango de entrada soportado por el LR8

y además presentan una diferencia con la salida (100 V) de 19 V, dentro del rango también.

5.4. Selección de componentes

- Transformador FD5-120. Fabricante Triad Magnetics.

Se debe seleccionar, como se ha dicho, un transformador de 84,92 V_{eficaces} mínimo, que se corresponden a 119 V de pico de señal alterna senoidal.



Figura 107. Transformador modelo FD5-120.

El FD5-120 es un transformador de 230 V (o 115, dependiendo de la conexión) en el primario a 120 V en el secundario. Debido a la escasez de transformadores de montaje en PCB para este rango de tensiones y al elevado precio de los de conexión mediante bloque de terminales, se ha seleccionado este modelo, de montaje de chapa y conexión mediante soldadura.

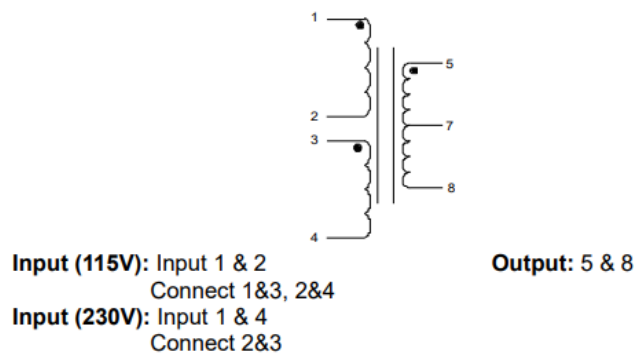


Figura 108. Esquema de conexión FD5-120.

- Puente de diodos GBU8D-E3/45. Fabricante Vishay General Semiconductors.

Este modelo soporta 200 V de tensión inversa máxima, y ofrece 1 V de tensión delantera cuando se encuentra polarizado en directa.

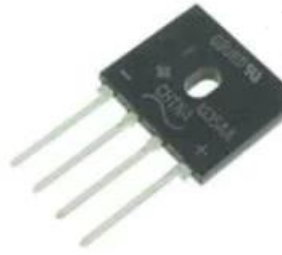


Figura 109. Puente de diodos GBU8D-E3/45.

Su esquema de conexión, obtenido de su hoja de datos:

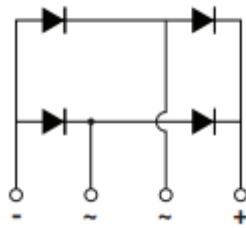


Figura 110. Esquema de conexión GBU8D-E3/45.

- Condensador 2200 μF modelo SLP222M180H9P3. Fabricante Cornell Dubilier – CDE.
Es un condensador electrolítico que puede soportar hasta 200 V de tensión.



Figura 111. Condensador SLP222M180H9P3.

- Resistencia 97,6 k Ω modelo ERJ-PA3F9762V. Fabricante Panasonic.
0,1 % de tolerancia.

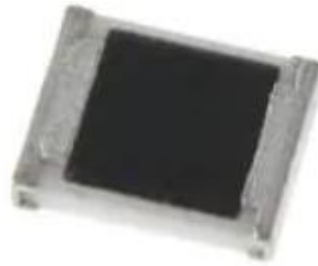


Figura 112. Resistencia ERJ-PA3F9762V.

- Resistencia 1,2 k Ω modelo ERA-6VEB1201V. Fabricante Panasonic.
0,1 % de tolerancia.



Figura 113. Resistencia ERA-6VEB1201V.

- Potenciómetro 1,5 k Ω modelo 3386X-1-152LF. Fabricante Bourns.

Se incluirá un potenciómetro en serie con la resistencia R_2 de manera que se permita un mejor ajuste en tiempo real de la tensión a la salida, ya que esta dependería de $R_2 + R_{potenciómetro}$ en lugar de solamente R_2 .



Figura 114. Potenciómetro 3386X-1-152LF.

- Condensador 1 μ F modelo C2220X105K2RACAUTO. Fabricante Kemet.
Este condensador de montaje SMD soporta hasta 200 V.

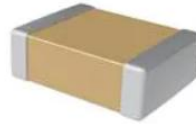


Figura 115. Condensador C2220X105K2RACAUTO.

Es un condensador recomendado por el fabricante del LR8, tal y como se puede observar en su hoja de datos. Se coloca a la salida para rectificar aún más ésta, por lo que debe ser capaz de soportar los 100 V que se encuentran en esta.

3.0 TYPICAL APPLICATION CIRCUITS

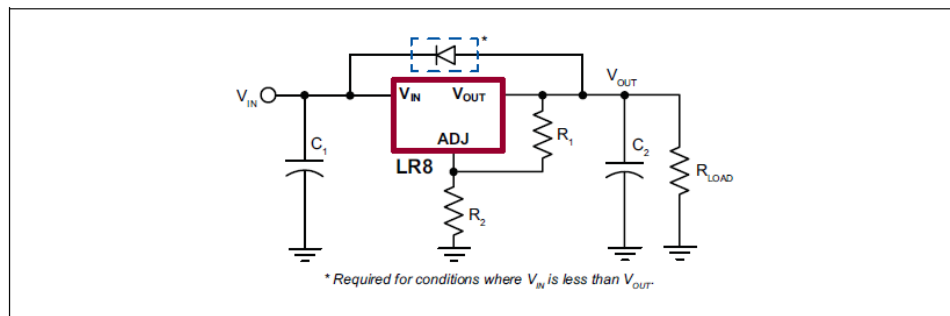


Figura 116. Recomendaciones fabricante LR8.

- Diodo RFL60TZ6SGC13. Fabricante ROHM Semiconductor.

Soporta hasta 600 V de tensión inversa, valor mucho más que suficiente, ya que la tensión que soportará será la de V_{Drop} , y su función es polarizarse en directa ante un cambio de sentido en la corriente para proteger el LR8 de tensiones inversas.



Figura 117. Diodo RFL60TZ6SGC13.

- Regulador lineal de voltaje LR8N3-G. Fabricante Microchip.



Figura 118. Regulador lineal de voltaje LR8.

5.5. Simulación de la solución

El circuito de la solución final es el siguiente:

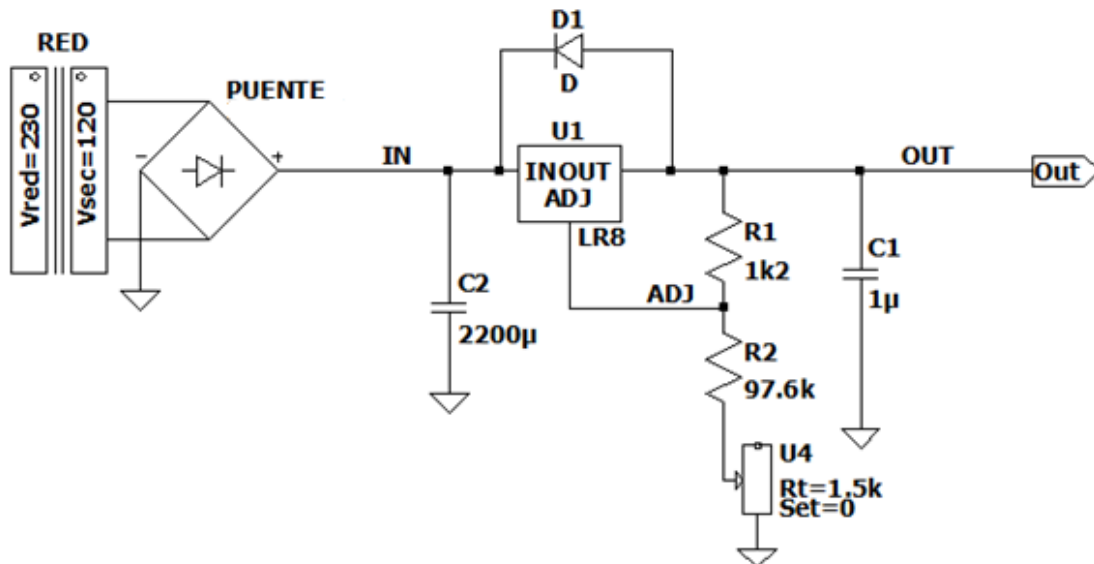


Figura 119. Esquemático final fuente regulable de 100 V.

A continuación, se procederá a su simulación para la comprobación de los valores teóricos calculados anteriormente, mediante el software de simulación electrónica “LTSpice”.

La simulación de los valores máximos y mínimos que se pueden obtener a la salida del circuito, dependiendo de la posición máxima y mínima del potenciómetro son los siguientes:

- Potenciómetro al 100% ($1,5\text{ k}\Omega$) o en su posición final.

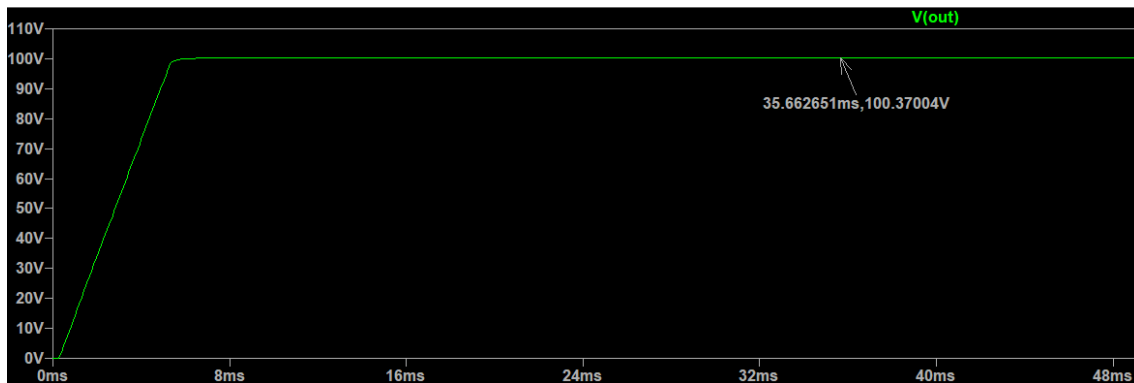


Figura 120. Simulación salida fuente regulable potenciómetro 100%.

- Potenciómetro al 0% ($0\ \Omega$) o en su posición inicial.

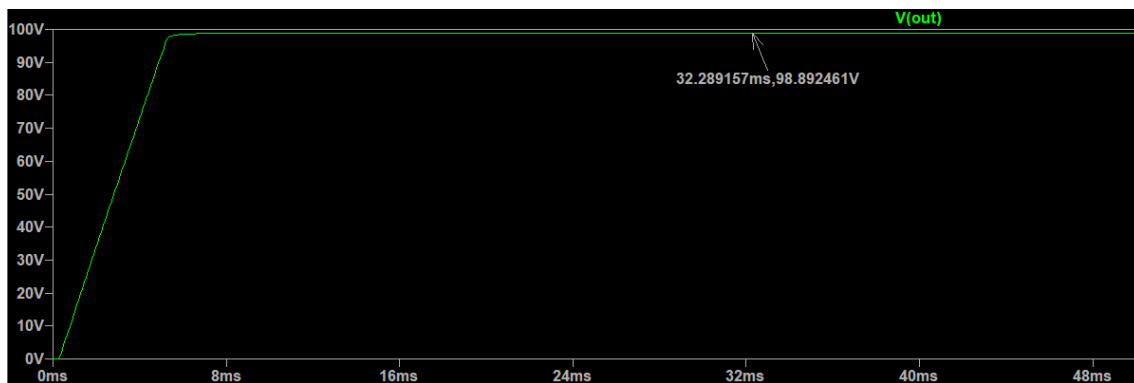


Figura 121. Simulación salida fuente regulable potenciómetro 0%.

Se puede observar, que con el cambio de la posición del potenciómetro se puede ajustar la salida a un valor entre 98,89 V y 100,37 V.

Con una posición correspondiente al 25% del recorrido del potenciómetro, según la simulación se obtienen los 100 V de manera extremadamente precisa.

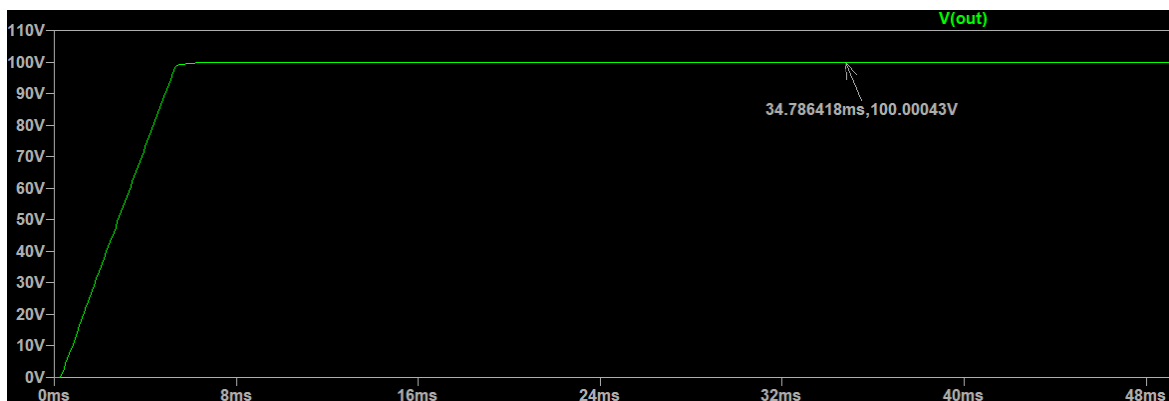


Figura 122. Simulación salida fuente regulable potenciómetro 25%.

Además, mediante la simulación se comprueba que a la salida se mantiene una tensión constante.

- Comprobación de la rectificación.

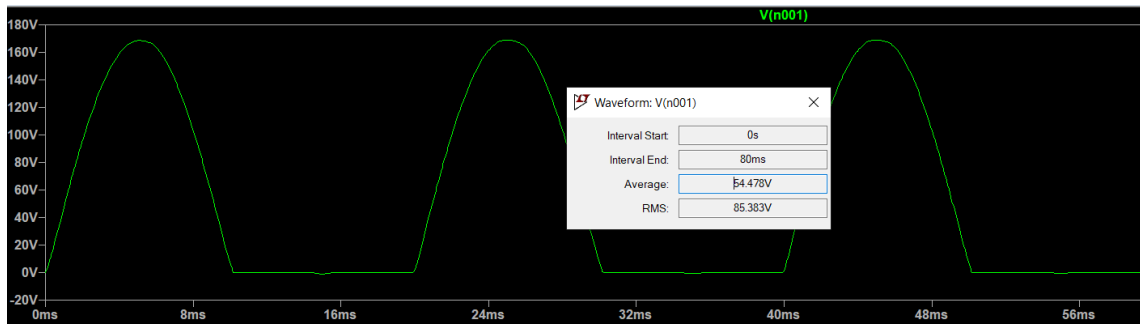


Figura 123. Forma de onda de la tensión en el puente.

Se comprueba la forma de onda en el puente de diodos, donde además se ve que la tensión en el secundario es de 85,383 V_{eficaces} . Además, según la simulación el puente soporta 167 V de pico.

- Comprobación de la tensión en el condensador.

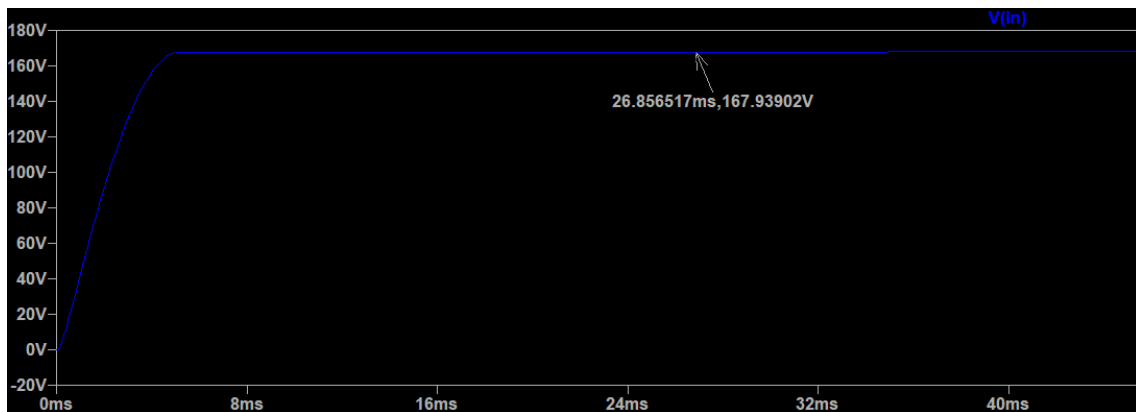


Figura 124. Tensión en el condensador y a la entrada del LR8 simulada.

La tensión en el condensador y a la entrada del LR8 es, según la simulación, de 167,93 V, con lo que la diferencia de tensión en el LR8 o V_{Drop} en los límites será:

Tabla 3. Diferencia de tensión en el LR8 mediante simulación.

V_{out}	V_{Drop}
98,89 V	69,04 V
100,37 V	67,56 V

Se puede observar que, en todos los casos, la diferencia de tensión se encontrará dentro de los límites especificados.

5.6. Diseño PCB y conexionado

A través del software “KiCAD” y con la adquisición de los símbolos de esquemático, huellas PCB y modelos 3D de todos los componentes, obtenidos desde la página web del distribuidor de estos, Mouser, al igual que con el diseño del prototipo de amplificador de transimpedancia, se ha procedido al diseño de una PCB siguiendo el esquemático de la Figura 119.

En la PCB no se incluirá el transformador, debido a que no es de montaje en PCB, pero sí unos bloques de terminales para la conexión del secundario con el resto del circuito.

El esquemático del diseño PCB es el siguiente:

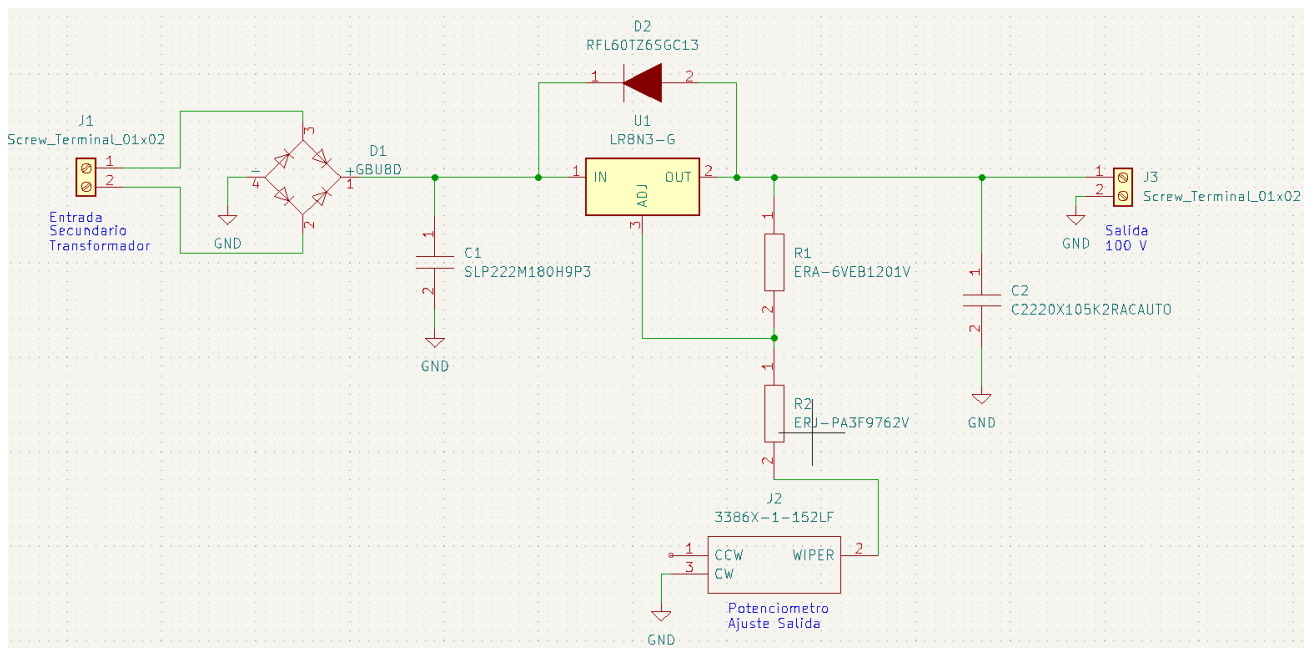


Figura 125. Esquemático diseño PCB fuente regulable de 100 V.

A continuación, se observa la disposición de los componentes y el routeo de la PCB. Se ha implementado en la capa inferior un plano de masa al que se conectan todos los nodos de GND del circuito.

Es una placa de 2 capas, superior e inferior, y se ha llevado a cabo mediante el software KiCAD empleando el mismo procedimiento descrito para la PCB del prototipo de amplificador de transimpedancia del apartado 4.

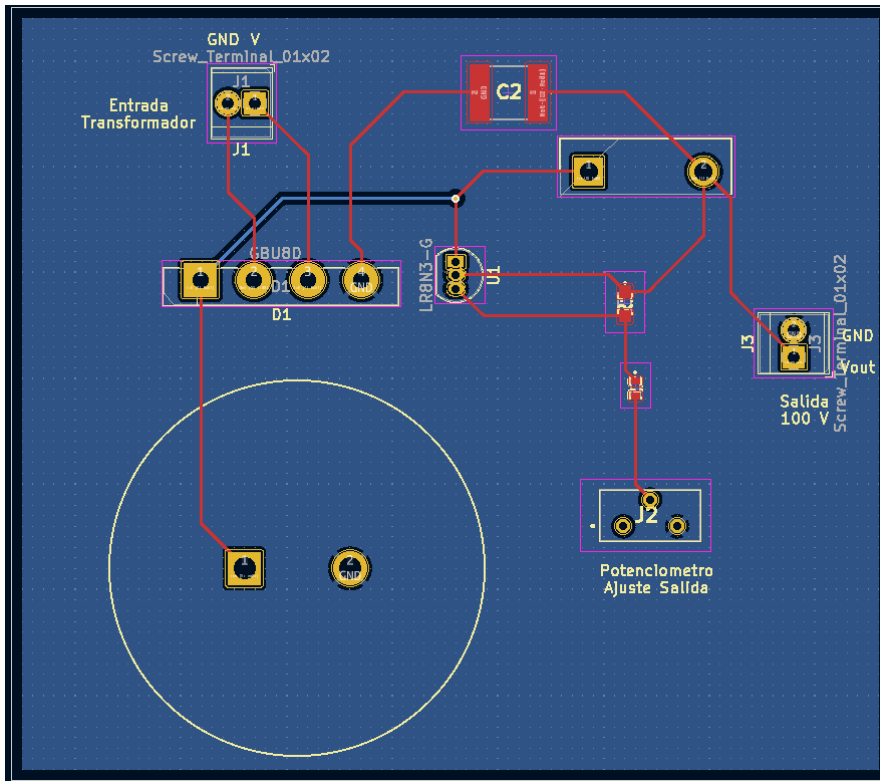


Figura 126. Capa superior de la PCB fuente 100 V.

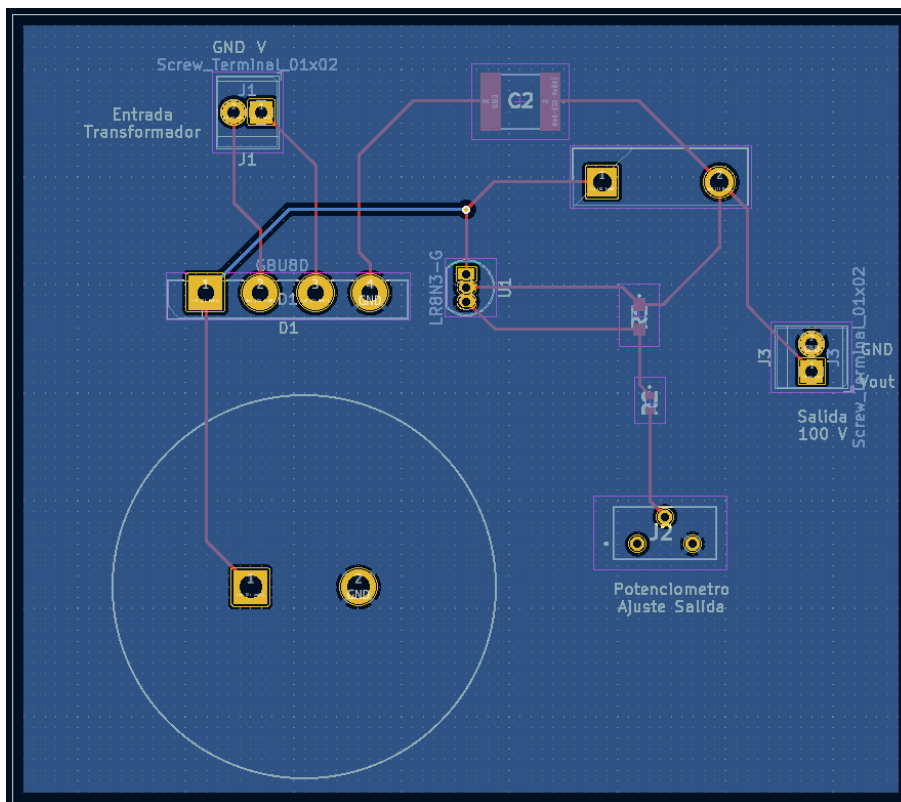


Figura 127. Capa inferior de la PCB fuente 100 V.

- Resultado 3D de la PCB.

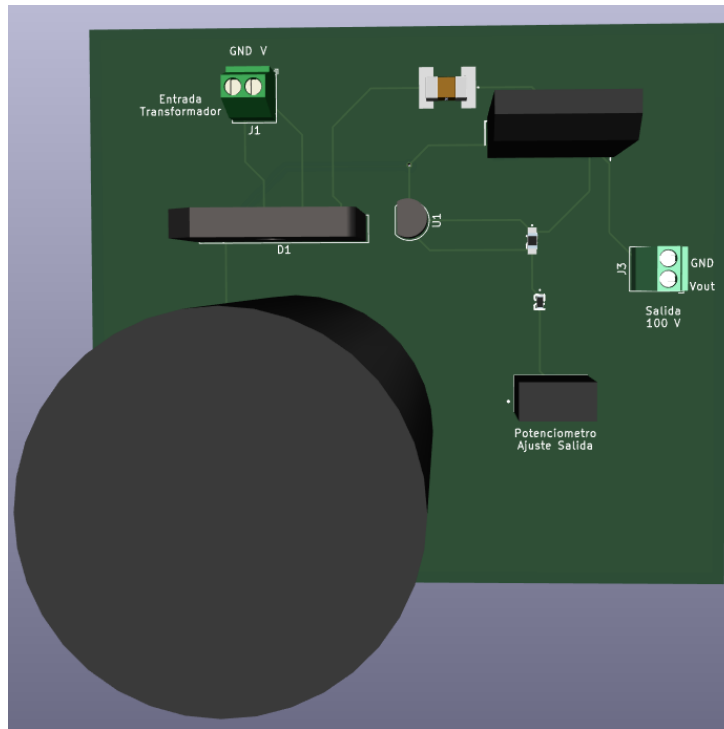


Figura 128. Resultado 3D de la PCB de la fuente de 100 V.

5.6.1. Esquema de conexión de la PCB con el transformador

El transformador no se encuentra incluido en la PCB, por lo que el conexionado de esta con él y con la red eléctrica, es mediante el esquema descrito en la siguiente imagen, donde se empleará el esquemático de conexión del transformador FD5-120.

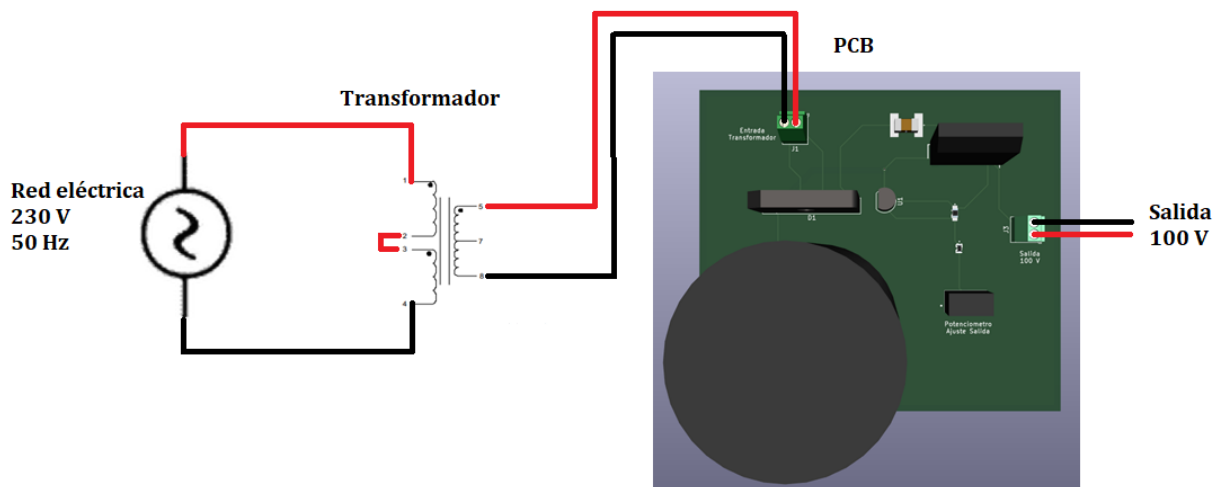


Figura 129. Conexionado final fuente de alimentación regulable 100 V.

6. Pruebas y resultados

6.1. Simulaciones previas de resultados de medida

Se han realizado varias simulaciones, del circuito de medida presente en la Figura 72, con la medida de distintos valores elevados de resistencias, de manera que se obtengan los valores necesarios de tensión de entrada y resistencia de realimentación, necesarios en cada caso de medida, para así comprobar el correcto funcionamiento de la solución.

La ganancia R_F necesaria para medir con precisión viene dada, como se ha comentado, por:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_f}{R_1}$$

Con lo que, para valores diferentes, o menores, de los simulados a continuación, es simple calcular R_f a través de esta ecuación, con los requisitos de alimentación necesarios y tensión a la salida buscada.

6.1.1. Medida de $1G\Omega$

- $R_F = 10 M\Omega$ y alimentación a 100V.

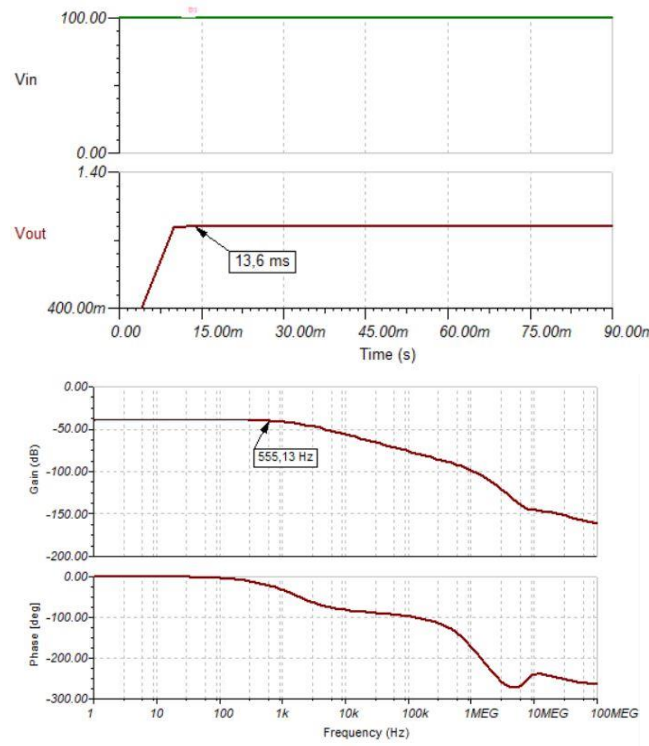


Figura 130. Simulación medida de $1G\Omega$

6.1.2. Medida de $10G\Omega$

- $R_F = 100 M\Omega$ y alimentación a 100V.

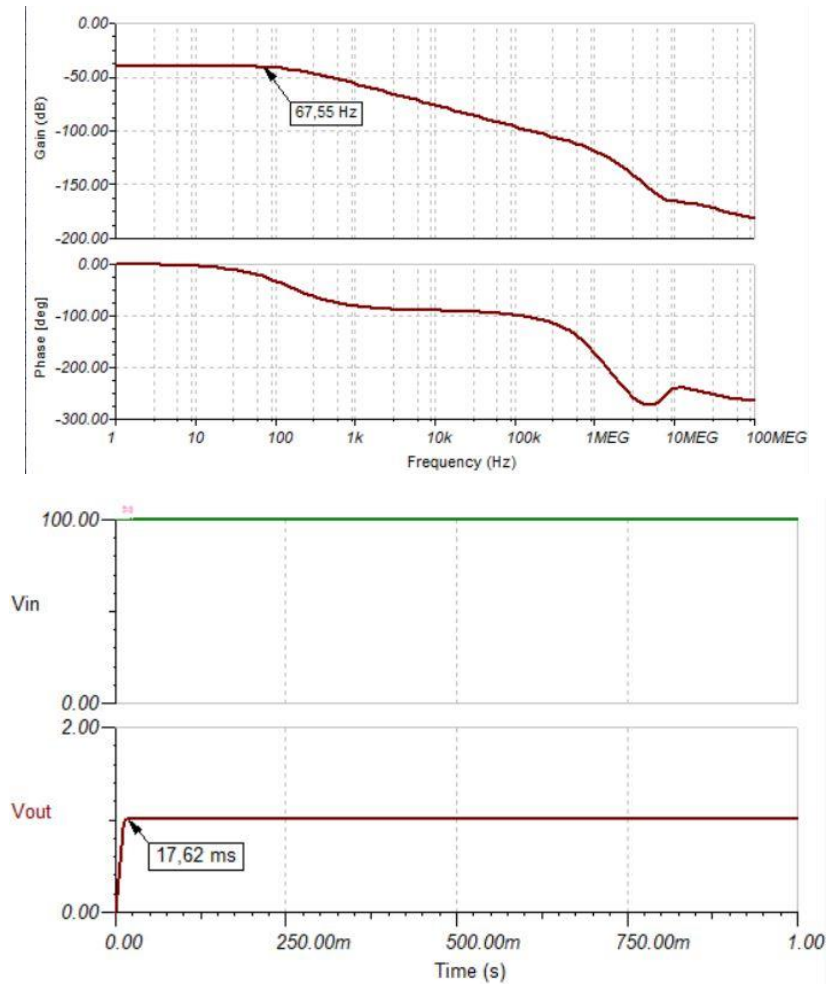


Figura 131. Simulación medida de $10G\Omega$ método 1.

- $R_F = 10\text{ M}\Omega$ y alimentación a 1000V.

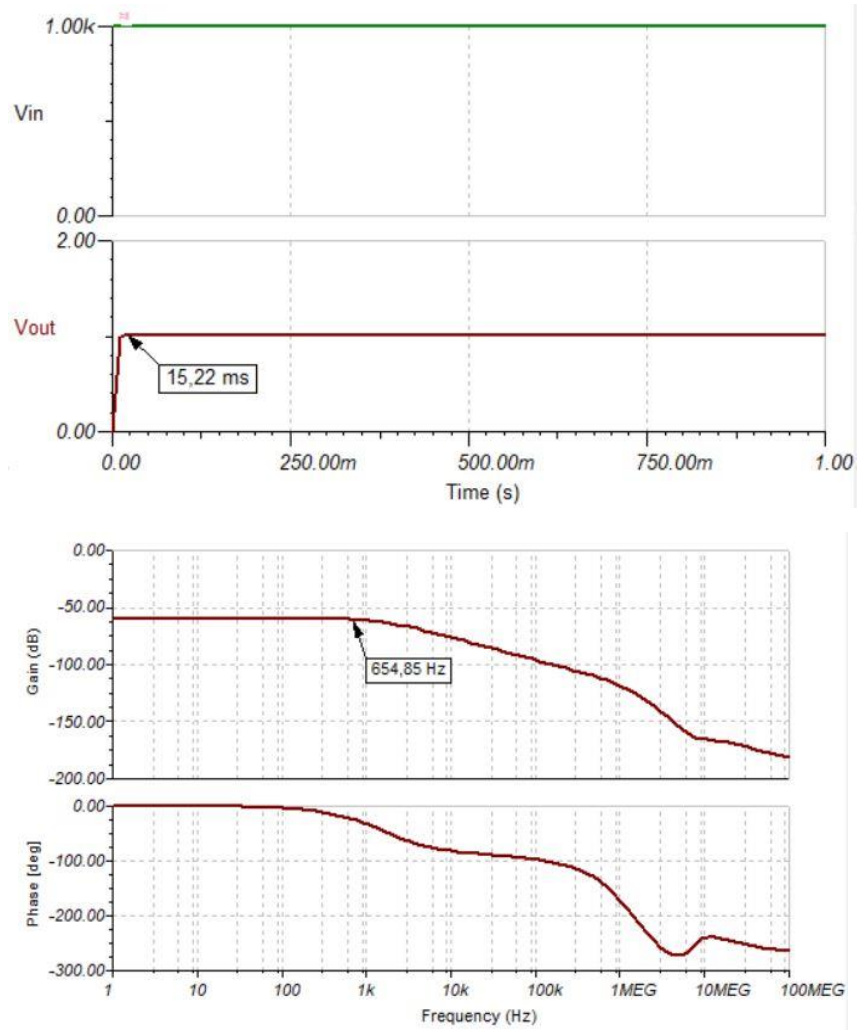


Figura 132. Simulación medida de $10\text{G}\Omega$ método 2.

6.1.3. Medida de $100G\Omega$

- $R_F = 1 G\Omega$ y alimentación a 100V.



Figura 133. Simulación medida de $100G\Omega$ método 1.

- $R_F = 100\text{ M}\Omega$ y alimentación a 1000V.

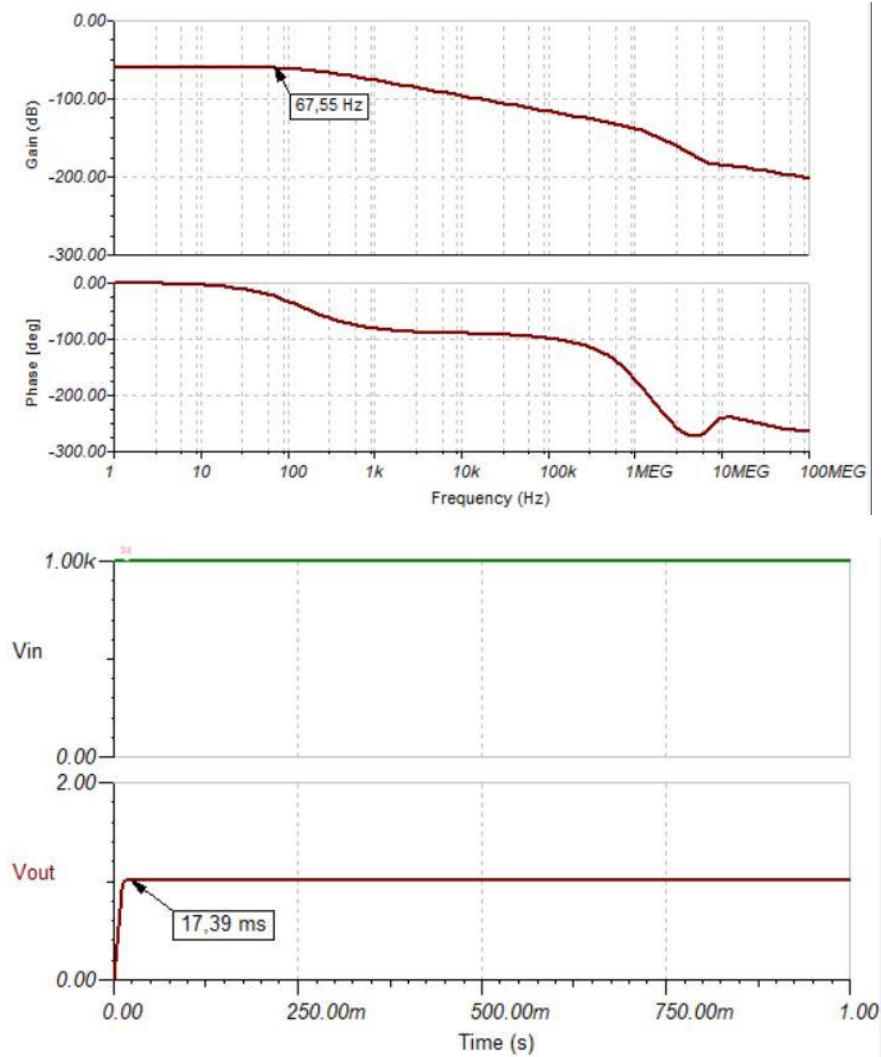


Figura 134. Simulación medida de $100\text{G}\Omega$ método 2.

6.2. Experimento en laboratorio, medida de PMMA y PMMA+GO

En este apartado se presentarán los resultados obtenidos de la medida de la resistencia de dos diferentes muestras de nanocomposites poliméricos conductores, en este caso una muestra de PMMA (polimetilmetacrilato) y otra de PMMA+GO (con relleno de óxido de grafeno).

Debido a que la resistencia puede variar con la tensión aplicada, se realizará un barrido con saltos de 10V hasta los 200 V para medir la resistencia en cada uno de estos valores, y así poder obtener una curva con los resultados. De esta manera se puede obtener la resistividad del material en función de la tensión aplicada.

Debido a que el valor de resistencia es desconocido, no es posible saber con precisión los valores de necesarios de ganancia en el prototipo del circuito de medida, con lo que se medirá la resistencia con el **Keithley 2400**, un SMU (Source Meter Instrument), instrumento de medida de alta precisión que puede actuar como fuente y medidor, tanto de tensión como de intensidad.

Los métodos de medida de resistencia con un SMU Instrument son los siguientes.

- Método de voltaje constante.

Se requiere un instrumento que pueda actuar como una fuente de voltaje y que a su vez sea un medidor de baja corriente de precisión.

En este método, una fuente de voltaje de valor conocido se encuentra en serie con la resistencia y un amperímetro. La caída de voltaje en el amperímetro es insignificante, de manera que todo el voltaje cae en la resistencia. La corriente es medida por el amperímetro y la resistencia se calcula a través de la ley de Ohm.

El esquema de conexión es el siguiente:

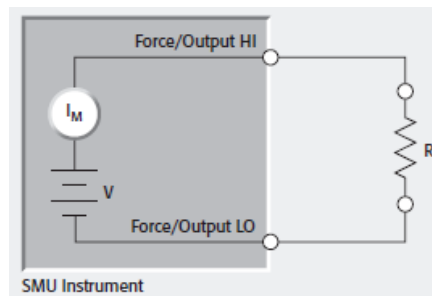


Figura 135. Método de voltaje constante, SMU Instrument.

- Método de corriente constante.

En este caso se emplea el SMU como fuente de corriente, y se utiliza su voltímetro para medir caída de tensión.

La corriente de la fuente, de valor conocido, fluye a través de la resistencia, y la caída de tensión en esta es medida, de manera que se calcula la resistencia a través de la ley de Ohm. Este método permite la conexión a 4 hilos (mayor precisión) o a 2 hilos.

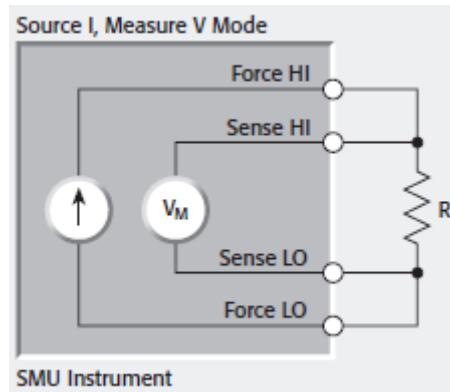


Figura 136. Método de corriente constante, SMU Instrument, 4 hilos.

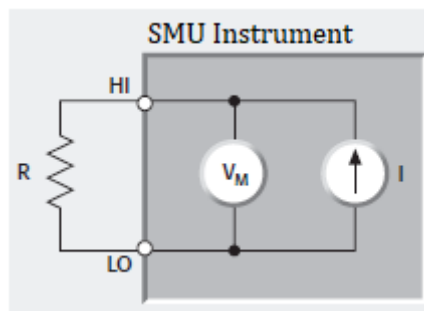


Figura 137. Método de corriente constante, SMU Instrument, 2 hilos.

6.2.1. Preparación de la muestra

Se pretende la medida de la resistencia de dos muestras de sección circular, una de ellas de PMMA y otra de PMMA+GO, proporcionadas por el Grupo de Investigación de Ciencia e Ingeniería de Materiales e Ingeniería Metalúrgica de la Universidad Politécnica de Cartagena.

Además, para minimizar el efecto del cableado en la medida, se empleará un cableado corto.



Figura 138. Muestra de PMMA.

Se han obtenido las medidas, tanto de espesor como de diámetro de la sección transversal de ambas muestras mediante el empleo de un pie de rey o calibre, que presenta una precisión de hasta 0,05 mm.

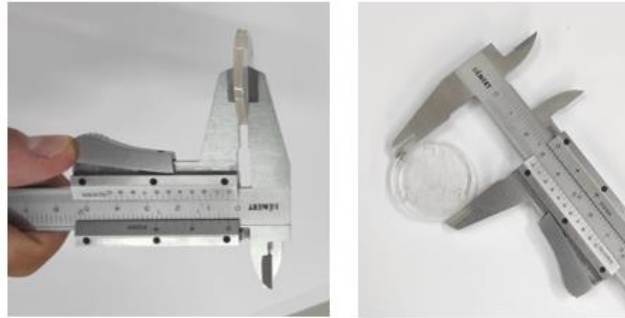


Figura 139. Medición de las dimensiones de la muestra.

Las dimensiones, las cuales serán necesarias para el cálculo de la resistividad, son las siguientes:

	PMMA	PMMA+GO
Diámetro	3,14 cm	3,15 cm
Espesor	3,05 mm	3 mm
Sección transversal	7,7437 cm ²	7,793 cm ²

El cálculo de la sección transversal viene dado por el área del círculo.

$$S = \pi \cdot \frac{D^2}{4}$$

Donde D es el diámetro medido.

Para la medida de la resistencia, se debe hacer pasar una corriente a través del material, con lo que se ha optado por recubrir la sección de un material de cinta adhesiva conductora por las dos caras, cubriendo la totalidad de la superficie de ambas caras de la muestra, quedando tal y como se puede observar en la siguiente figura:



Figura 140. Preparación de la muestra con la cinta conductora.

Para el paso de corriente, se han pelado y pegado dos cables de alta tensión a ambas caras de la muestra, y se ha añadido en la punta conectores para la conexión con el instrumento de medida, tal y como se puede ver en la Figura 140 y Figura 141.



Figura 141. Preparación de la muestra.

6.2.2. Procedimiento

Debido a la facilidad en la preparación de la muestra, se ha elegido emplear el método de conexión a 2 hilos para la medida de la muestra.

Este método, sin embargo, se ve más afectado por la resistencia del cableado que en el método de conexión a 4 hilos, por lo que, para minimizar el efecto de este, se ha empleado un cable lo más corto posible, ya que como se ha visto anteriormente, la resistencia eléctrica aumenta al aumentar la longitud.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S}$$

El efecto de la resistencia del cable en la medición a 2 hilos es el siguiente:

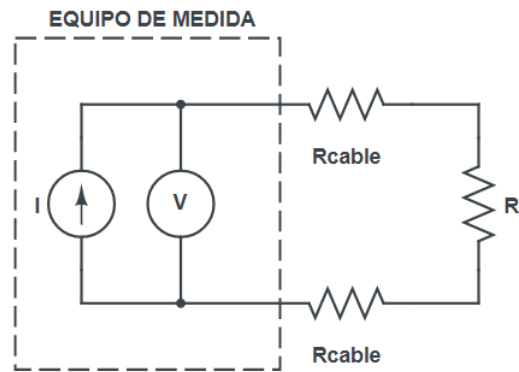


Figura 142. Efecto medición a 2 hilos en la resistencia.

La resistencia del cableado se encuentra en serie con la resistencia a medir, con lo que en realidad, la resistencia que se está midiendo sería la suma de todas estas:

$$R_{medida} = R_{cable} + R_{cable} + R \neq R$$

Por esto, se minimiza al máximo la resistencia de los cables (longitud), para minimizar el efecto de estos, y que sea prácticamente despreciable frente al elevado valor de resistencia a medir.

La conexión de la muestra y el dispositivo de medida es la siguiente:



Figura 143. Conexión medida a 2 hilos del Keithley 2400 y la muestra.

Los botones de interés, que permitirán el manejo del instrumento son:



Figura 144. Keithley 2400.

Para realizar la medida, en primer lugar, se seleccionará, con el botón correspondiente la fuente de tensión “SOURCE V”, cuyo valor se establecerá usando las flechas de edición para moverse entre los dígitos, las de ajuste de rango para aumentarlo o disminuirlo y las flechas de dirección para establecer el valor, y tras esto, se utiliza el botón de medida de corriente “MEAS I” para que aparezca en pantalla la medida.

Se seguirán los siguientes pasos con el Keithley 2400 tras la conexión y puesta en marcha de este:

1. Con los botones de edición, flechas de dirección y ajuste de rango se establece el valor de tensión.
2. Se hace click en el botón de salida para ponerla a ON, esto significa que se activará la aplicación de la tensión y medirá la corriente.
3. Se lee la medida de corriente que aparece en pantalla, para ese valor de tensión.
4. Se incrementa el valor de fuente de tensión en 10V y se repite el ciclo, volviendo al paso 1, hasta llegar a 200 V.

A continuación, se muestra una imagen de la medida de las muestras:

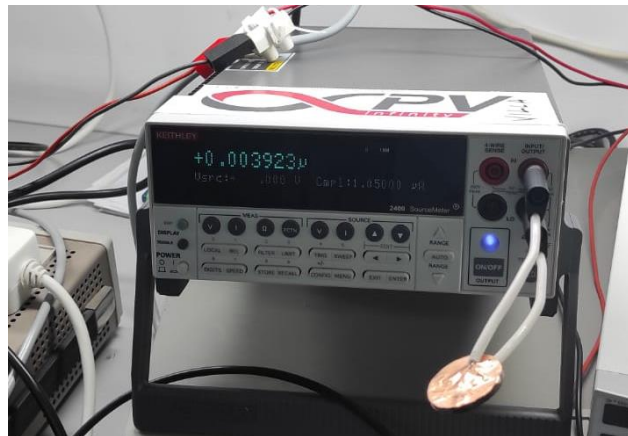


Figura 145. Experimento medida a 2 hilos.

6.2.3. Resultados obtenidos

Los resultados de medida de corriente, aplicando las diferentes tensiones en cada muestra son los siguientes:

Tabla 4. Resultados medida muestra de PMMA.

Tensión aplicada	Corriente medida	Tensión aplicada	Corriente medida
10 V	2,1 nA	110 V	43 nA
20 V	4,8 nA	120 V	50 nA
30 V	8,1 nA	130 V	55 nA
40 V	11,5 nA	140 V	60 nA
50 V	16,8 nA	150 V	71,1 nA
60 V	18,4 nA	160 V	80 nA
70 V	23 nA	170 V	91,2 nA
80 V	28,1 nA	180 V	92,1 nA
90 V	32 nA	190 V	100 nA
100 V	36,9 nA	200 V	112 nA

Tabla 4. Resultados medida muestra PMMA+GO.

Tensión aplicada	Corriente medida	Tensión aplicada	Corriente medida
10 V	3,9 nA	110 V	116 nA
20 V	10,1 nA	120 V	137 nA
30 V	16,9 nA	130 V	160 nA
40 V	26 nA	140 V	172 nA
50 V	35 nA	150 V	210 nA
60 V	48 nA	160 V	213 nA
70 V	55,5 nA	170 V	240 nA
80 V	74 nA	180 V	280 nA
90 V	87 nA	190 V	310 nA
100 V	97 nA	200 V	360 nA

A continuación, mediante la ley de Ohm, se ha calculado la resistencia (expresada en $G\Omega$) en cada punto de medida para los tres casos presentes, y se ha representado gráficamente, tal y como se puede observar a continuación:

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

Se ha calculado también la curva de regresión lineal de cada gráfica mediante el software informático “Excel”. Esta, es un modelo empleado en matemáticas para la aproximación de la relación de dependencia entre 2 variables. En este caso, se aproxima la curva a una línea recta, de manera que la relación entre las 2 variables representadas pasa a ser lineal, siendo más fácil predecir un valor en la relación.

Se puede observar cada ecuación de regresión lineal en su respectiva gráfica, donde V corresponde a la tensión y R a la resistencia.

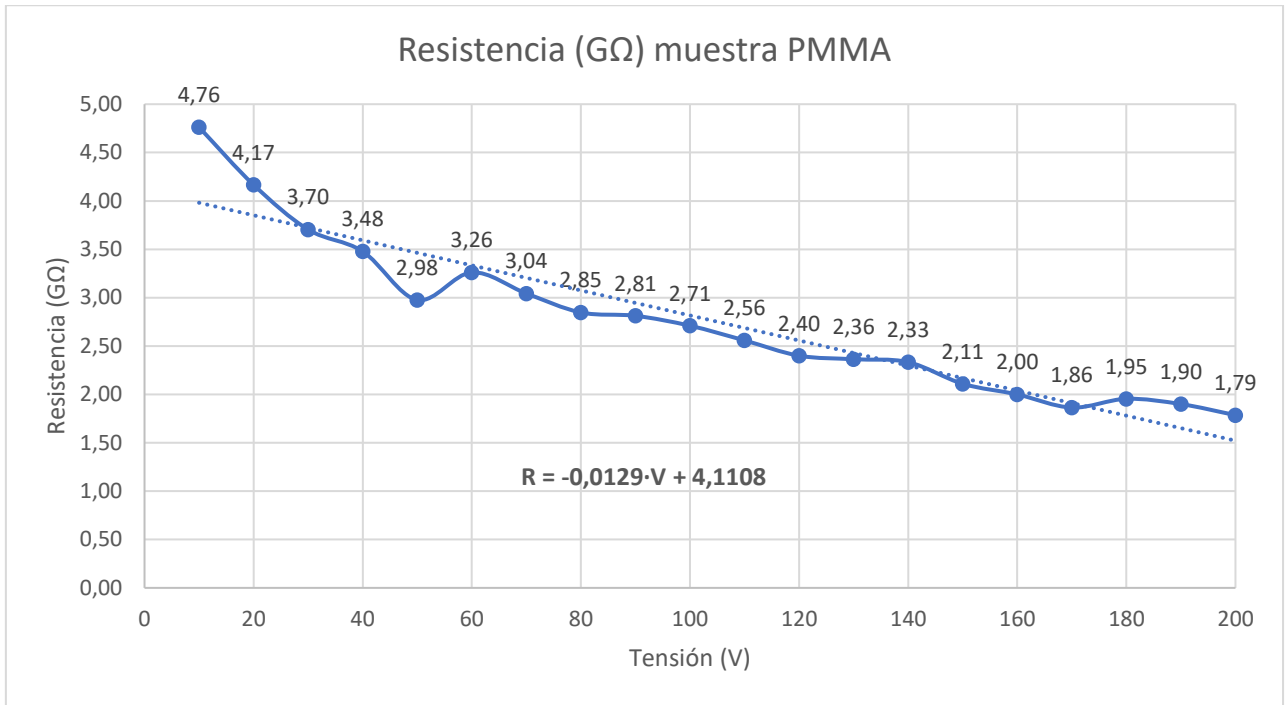


Figura 146. Resistencia según tensión aplicada en la muestra PMMA.

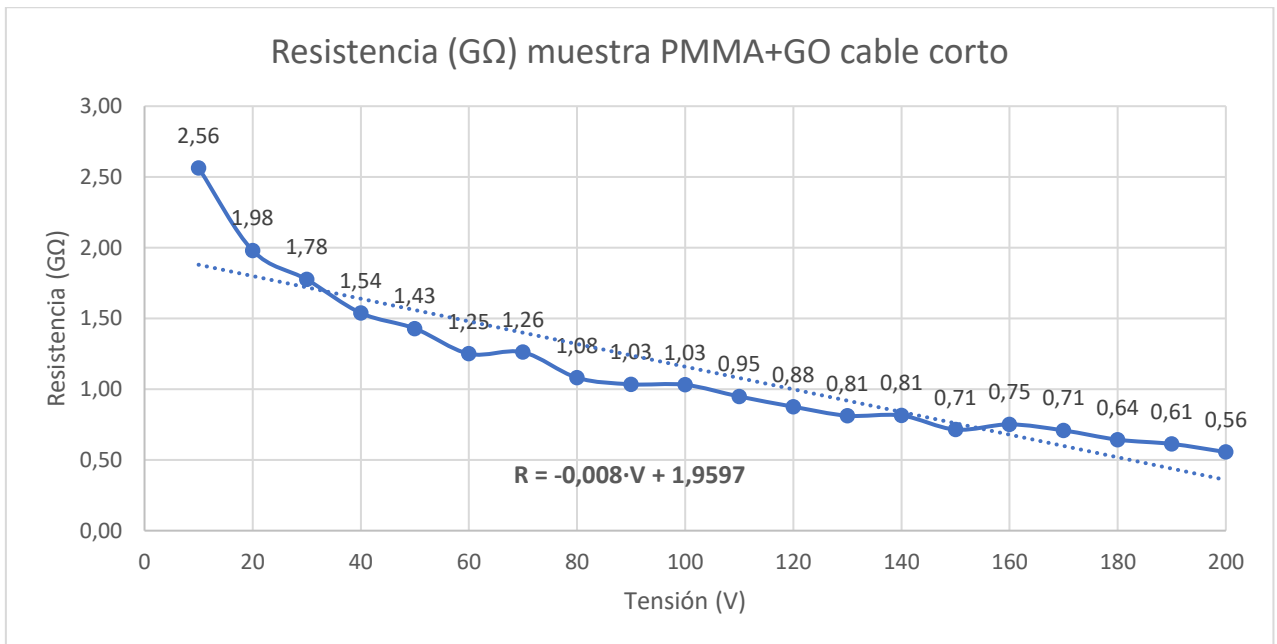


Figura 104. Resistencia según tensión aplicada en la muestra PMMA+GO.

6.2.4. Conclusiones

De las mediciones y posteriores gráficas obtenidas, se puede observar que, aunque la resistencia varía con el voltaje, siendo estos inversamente proporcional, la muestra con relleno de óxido de grafeno (GO), siempre presenta una resistencia eléctrica menor que la muestra compuesta únicamente del polímero PMMA, correspondiendo esto con lo detallado anteriormente en este documento.

Con lo que se puede concluir, que la adición de rellenos de grafeno a una matriz polimérica (en este experimento PMMA), sí que tiene un efecto en la reducción de la resistencia eléctrica, y por tanto en la resistividad, del material.

A continuación, se procede al cálculo de la resistividad de ambas muestras. Esta, al depender de la resistencia, dependerá también de la tensión aplicada, según la ecuación de resistencia obtenida por regresión lineal.

- PMMA

$$\rho = R \cdot \frac{S}{l} = (-0,0129 \cdot V + 4,1108) \cdot \frac{7,7437}{3,14} \Omega \cdot cm$$

- Con 10V $\rightarrow \rho = (4,76 \cdot 10^9) \cdot \frac{7,7437}{3,14} = 1,174 \cdot 10^{10} \Omega \cdot cm$
- Con 200V $\rightarrow \rho = (1,79 \cdot 10^9) \cdot \frac{7,7437}{3,14} = 4,414 \cdot 10^9 \Omega \cdot cm$

- PMMA+GO

$$\rho = R \cdot \frac{S}{l} = (-0,008 \cdot V + 1,9597) \cdot \frac{7,793}{3,15} \Omega \cdot cm$$

- Con 10V $\rightarrow \rho = (2,56 \cdot 10^9) \cdot \frac{7,793}{3,15} = 6,33 \cdot 10^9 \Omega \cdot cm$
- Con 200V $\rightarrow \rho = (0,56 \cdot 10^9) \cdot \frac{7,793}{3,15} = 1,38 \cdot 10^9 \Omega \cdot cm$

6.3. Experimento con prototipo amplificador de transimpedancia

Este experimento consistirá en la medición de una resistencia de valor de $1G\Omega$ empleando el prototipo de amplificador de transimpedancia desarrollado en el presente documento.

- Los valores de los componentes del circuito, equivalente a la Figura 72, serán los siguientes:

$$R_F = 10 M\Omega$$

$$C_F = 10 pF$$

Tensión de entrada = 10 V

Alimentación del LMC6081 = 5V y 0V

Según la ecuación de ganancia del circuito:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_f}{R_1} = 10 \cdot \frac{10 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^9} = 0,1 V = 100 mV$$

La salida debe ser, teóricamente, de 100 mV para una medida correcta. A continuación, se va a simular en TINA-TI, para comprobar los resultados, el circuito de la Figura 72 con los datos anteriores.

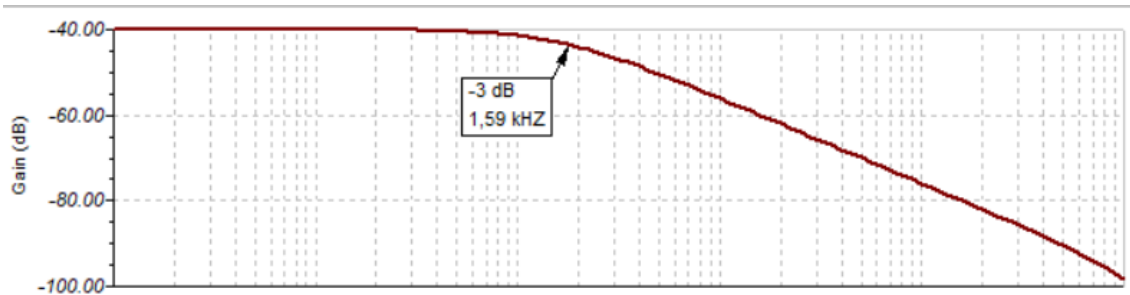


Figura 147. Diagrama de Bode del experimento.

Se puede observar, que la medida no presentará oscilación, y además, tiene un ancho de banda de 1,59 kHz.

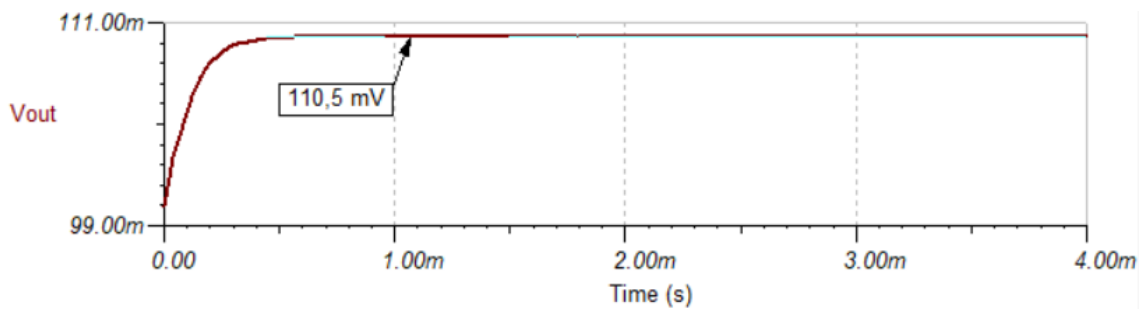


Figura 148. Tensión a la salida del experimento.

Según la simulación, la salida tendrá un valor de 110,5 mV.

La medida se realizará con el multímetro “FLUKE 189”, que se puede observar en la siguiente imagen, y que puede presentar hasta una resolución de medida de 0,001 mV en un rango de medida de 50,000 mV, como se puede observar en su hoja de datos presente

en el apartado de anexos, donde además se puede comprobar la precisión en cada rango de medida, además de medir hasta 500 M Ω de medida de resistencia.



Figura 149. Multímetro FLUKE 189.

La conexión del multímetro para la medida se realiza en los puntos de la placa correspondientes para ello, tal y como se observa en el siguiente esquema:

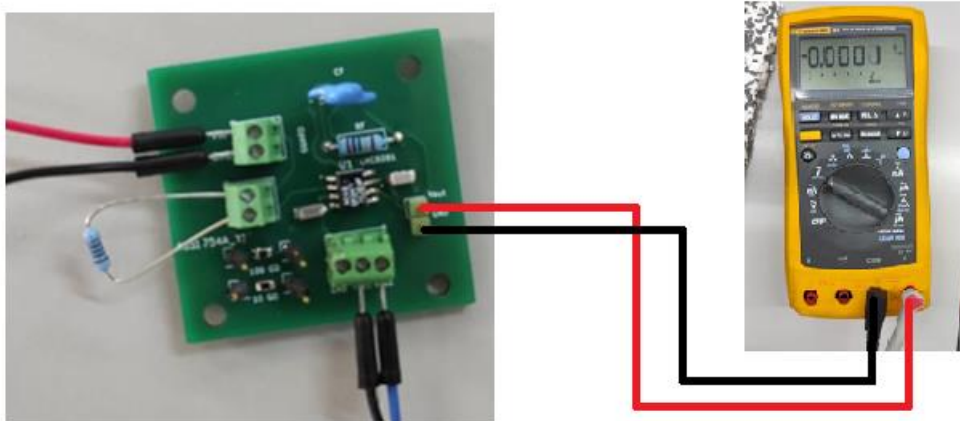


Figura 150. Conexión multímetro con placa.

Las conexiones del circuito son las siguientes:

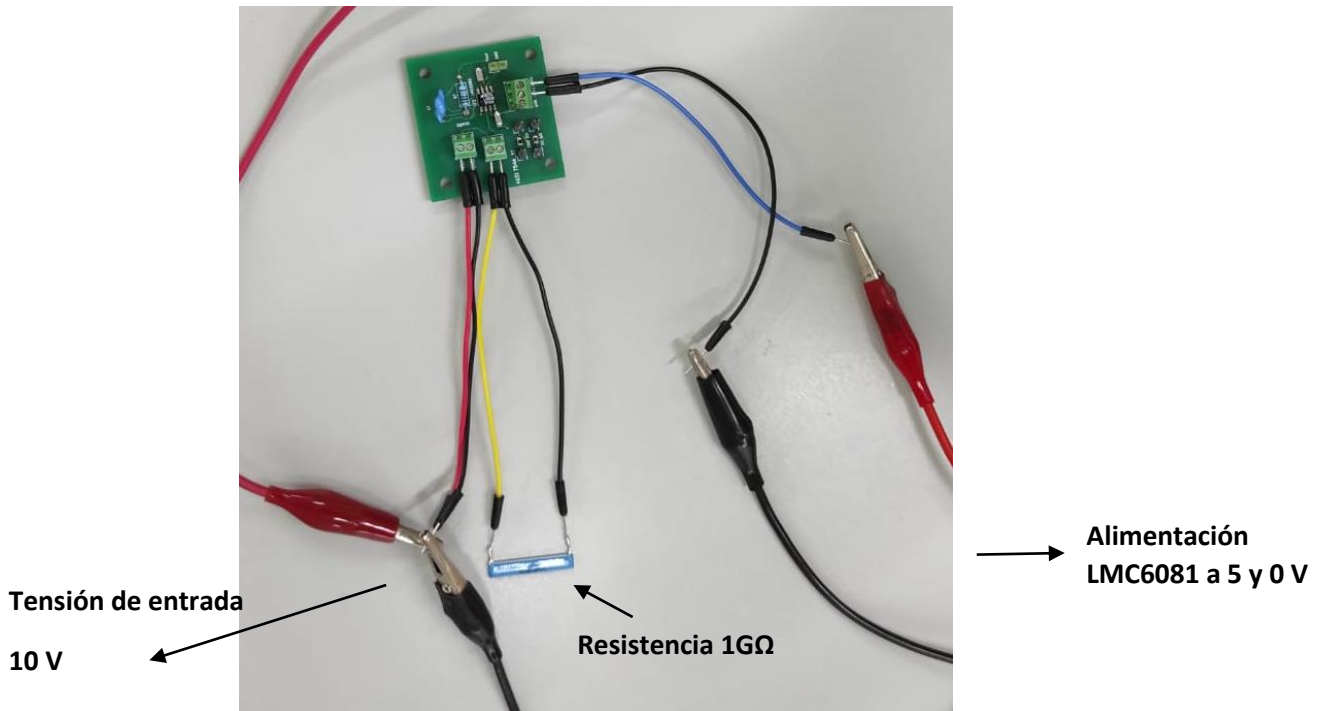


Figura 151. Alimentaciones placa de medida.

Las tensiones de elimentación y de entrada, son obtenidas a través de una fuente de alimentación del laboratorio, concretamente el modelo HM8040-3, que se puede observar a continuación.



Alimentación LMC6081

Tensión de entrada

Figura 152. Fuente alimentación HM8040-3.

En la conexión con la fuente de alimentación, se puede observar la inversión de la polaridad de la tensión de entrada, tal y como se muestra en el circuito de la Figura 72.

- **Resultados**

Primero, se ha realizado una medida aplicando una tensión de entrada de 0V, en orden de medir la tensión de offset, definida anteriormente en este documento, que constituye una fuente de error y deberá restarse de la lectura total.

Tensión de entrada 0V → Tensión a la salida medida = 44,4 mV

Y la medida real, con tensión de entrada de 10 V, ha sido de 151,2 mV.

Tabla 5. Resultados medida experimento con amplificador de transimpedancia.

V_{in}	V_{out}
0 V	44,4 mV
10 V	151,2 mV

Con lo que la medida final:

$$V_{out} = V_{outMEDIDA} - V_{outOFFSET} = 151,2 - 44,4 = 106,8 \text{ mV}$$

Por tanto, la precisión de la placa sobre los resultados teóricos y simulados, de la medida de una resistencia de 1 GΩ es de:

	Resultado	Medida real	Error	Precisión
Simulación	110,5 mV	106,8 mV	3,7 mV	Medida \pm 3,46%
Teórico	100 mV	106,8 mV	6,8 mV	Medida \pm 6,367%

Y empleando la ecuación de ganancia del circuito, se convierte la lectura de tensión de salida en el valor de resistencia a medir:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_f}{R_1} \rightarrow R_1 = V_{in} \cdot \frac{R_f}{V_{out}} = 10 \cdot \frac{10 \cdot 10^6}{106,8 \cdot 10^{-3}} = 936329588 \Omega$$

Se puede observar el error de 6,367% en la medida de la resistencia de 1000000000 Ω.

7. Conclusiones y trabajos futuros

Tras la realización del presente trabajo, se puede concluir ya que se ha demostrado, que la adición de nanofases de carbono, en este caso óxido de grafeno, a una matriz polimérica, tiene efectos en las propiedades eléctricas de esta, en concreto, el aumento de la conductividad.

Se puede concluir, que el amplificador de transimpedancia es una configuración válida para la medida de resistencias de elevado valor, hasta el rango de $G\Omega$ ($1: 10^9 \Omega$), con una precisión bastante aceptable, además de ser un instrumento más barato en su realización que otros instrumentos de medida.

Es de interés la realización de sistemas de medida de este tipo de resistencias, ya que los nanocomposites poliméricos conductores, como el PLA o PMMA, son materiales en auge y que serán revolucionarios en el futuro debido a sus propiedades.

El empleo del PLA, por ejemplo, tiene y tendrá aún más utilidad en aplicaciones biomédicas como ingeniería de tejidos y medicina regenerativa, tales como injertos óseos, sin embargo, el material aún tiene que demostrar que se puede integrar con el ambiente del interior del cuerpo, caso en el que se han demostrado avances añadiendo al PLA hidroxiapatita en forma de nanocristales, ya que esta puede activar la osteogénesis a través de osteoblastos y células preosteoblásticas. Además, el PLA tiene grandes capacidades de biorresorción, para integrarse con las células y tejidos del huésped.

También se han recopilado avances en sistemas de transporte de medicamentos dentro del cuerpo a través de estos polímeros biodegradables, así como se están estudiando las ventajas que ofrecen las prótesis ortopédicas de estos materiales, teniendo especialmente éxito en animales.

Por estas y otras más aplicaciones, cuyo uso y ámbito está en constante expansión, es de interés tener equipos de medida de la resistencia de estos materiales, de manera que se facilite el proceso de adición de nanofases a las matrices, y se agilice el proceso de empleo de estos nanocomposites poliméricos conductores, que en un futuro se encontrarán en múltiples ámbitos de alta importancia como lo es la medicina y la ortopedia.

8. ANEXOS

LMC6081 Precision CMOS Single Operational Amplifier

Check for Samples: [LMC6081](#)

FEATURES

- (Typical unless otherwise stated)
- Low offset voltage: 150 μV
- Operates from 4.5V to 15V single supply
- Ultra-low input bias current: 10 fA
- Output swing to within 20 mV of supply rail, 100k load
- Input common-mode range includes V^-
- High voltage gain: 130 dB
- Improved latchup immunity

APPLICATIONS

- Instrumentation amplifier
- Photodiode and infrared detector preamplifier
- Transducer amplifiers
- Medical instrumentation
- D/A converter
- Charge amplifier for piezoelectric transducers

DESCRIPTION

The LMC6081 is a precision low offset voltage operational amplifier, capable of single supply operation. Performance characteristics include ultra low input bias current, high voltage gain, rail-to-rail output swing, and an input common mode voltage range that includes ground. These features, plus its low offset voltage, make the LMC6081 ideally suited for precision circuit applications.

Other applications using the LMC6081 include precision full-wave rectifiers, integrators, references, and sample-and-hold circuits.

This device is built with TI's advanced Double-Poly Silicon-Gate CMOS process.

For designs with more critical power demands, see the LMC6081 precision micropower operational amplifier.

For a dual or quad operational amplifier with similar features, see the LMC6082 or LMC6084 respectively.

Connection Diagram

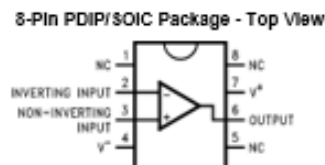


Figure 1. See Package Number P0008E/D0008A

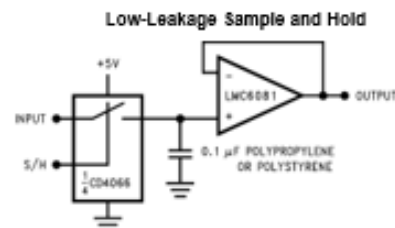


Figure 2.



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2005-2011, Texas Instruments Incorporated

LMC6081

SNOS649C – AUGUST 2000 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

Absolute Maximum Ratings ⁽¹⁾

Differential Input Voltage	±Supply Voltage
Voltage at Input/Output Pin	(V ⁺) +0.3V, (V ⁻) -0.3V
Supply Voltage (V ⁺ - V ⁻)	16V
Output Short Circuit to V ⁺	⁽²⁾
Output Short Circuit to V ⁻	⁽³⁾
Lead Temperature (Soldering, 10 Sec.)	260°C
Storage Temp. Range	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C
ESD Tolerance ⁽⁴⁾	2 kV
Current at Input Pin	±10 mA
Current at Output Pin	±30 mA
Current at Power Supply Pin	40 mA
Power Dissipation	⁽⁵⁾

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not ensure specific performance limits. For ensured specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The ensured specifications apply only for the test conditions listed.
- (2) Do not connect output to V₊ when V⁺ is greater than 13V or reliability will be adversely affected.
- (3) Applies to both single-supply and split-supply operation. Continuous short circuit operation at elevated ambient temperature can result in exceeding the maximum allowed junction temperature of 150°C. Output currents in excess of ±30 mA over long term may adversely affect reliability.
- (4) Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.
- (5) The maximum power dissipation is a function of T_{J(Max)}, I_{OH}, and T_A. The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is P_D = (T_{J(Max)} - T_A) / θ_{JC}.

Operating Ratings ⁽¹⁾

Temperature Range	
LMC6081AM	-55°C ≤ T _J ≤ +125°C
LMC6081AI, LMC6081I	-40°C ≤ T _J ≤ +85°C
Supply Voltage	4.5V ≤ V ⁺ ≤ 15.5V
Thermal Resistance (θ _{JC}) ⁽²⁾	
8-Pin PDIP	115°C/W
8-Pin SOIC	193°C/W
Power Dissipation ⁽³⁾	

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not ensure specific performance limits. For ensured specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The ensured specifications apply only for the test conditions listed.
- (2) All numbers apply for packages soldered directly into a PC board.
- (3) For operating at elevated temperatures the device must be derated based on the thermal resistance θ_{JC} with P_D = (T_J - T_A) / θ_{JC}.

DC Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, all limits ensured for $T_J = 25^\circ\text{C}$. **Boldface** limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{CM} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ ⁽¹⁾	LMC6081AM Limit ⁽²⁾	LMC6081AI Limit ⁽²⁾	LMC6081I Limit ⁽²⁾	Units	
V_{OS}	Input Offset Voltage		150	350 1000	350 800	800 1300	μV Max	
TCV_{OS}	Input Offset Voltage Average Drift		1.0				$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_b	Input Bias Current		0.010	100	4	4	μA Max	
I_{OS}	Input Offset Current		0.005	100	2	2	μA Max	
R_{IN}	Input Resistance		>10				Tera Ω	
CMRR	Rejection Ratio Common Mode	$0\text{V} \leq V_{CM} \leq 12.0\text{V}$ $V^+ = 15\text{V}$	85	75	75	66	dB	
				72	72	63	Min	
+PSRR	Positive Power Supply Rejection Ratio	$5\text{V} \leq V^+ \leq 15\text{V}$ $V_O = 2.5\text{V}$	85	75	75	66	dB	
				72	72	63	Min	
-PSRR	Negative Power Supply Rejection Ratio	$0\text{V} \leq V^- \leq -10\text{V}$	94	84 81	84 81	74 71	dB Min	
V_{CM}	Voltage Range Input Common-Mode	$V^+ = 5\text{V}$ and 15V for CMRR $\geq 60\text{ dB}$	-0.4	-0.1	-0.1	-0.1	V	
				0	0	0	Max	
			$V^+ - 1.9$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.6$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.5$	$V^+ - 2.3$ $V^+ - 2.5$	V Min	
A_V	Large Signal Voltage Gain	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ ⁽³⁾	Sourcing	1400	400	400	300	V/mV
				300	300	200	Min	
			Sinking	350	180	180	90	V/mV
				70	100	60	Min	
		$R_L = 600\Omega$ ⁽³⁾	Sourcing	1200	400	400	200	V/mV
				150	150	80	Min	
Sinking	150	100	100	70	V/mV			
	35	50	35	Min				

LMC6081

SNOS849C – AUGUST 2000 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

DC Electrical Characteristics (continued)

Unless otherwise specified, all limits ensured for $T_J = 25^\circ\text{C}$. **Boldface** limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{CM} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	$I_{yp}^{(1)}$	LMC6081AM Limit⁽²⁾	LMC6081AI Limit⁽²⁾	LMC6081I Limit⁽²⁾	Units	
V_O	Output Swing	$V^+ = 5\text{V}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to 2.5V	4.87	4.80	4.80	4.75	V	
					4.70	4.73	4.67	Min
			0.10	0.13	0.13	0.20	V	
				0.19	0.17	0.24	Max	
			4.61	4.50	4.50	4.40	V	
				4.24	4.31	4.21	Min	
		$V^+ = 5\text{V}$ $R_L = 600\Omega$ to 2.5V	0.30	0.40	0.40	0.50	V	
				0.63	0.50	0.63	Max	
			$V^+ = 15\text{V}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to 7.5V	14.63	14.50	14.50	14.37	V
					14.30	14.34	14.25	Min
				0.26	0.35	0.35	0.44	V
					0.48	0.45	0.56	Max
$V^+ = 15\text{V}$ $R_L = 600\Omega$ to 7.5V	13.90	13.35		13.35	12.92	V		
		12.80		12.86	12.44	Min		
	0.79	1.16	1.16	1.33	V			
		1.42	1.32	1.58	Max			
	I_O	$V^+ = 5\text{V}$ Output Current	Sourcing, $V_O = 0\text{V}$	22	16	16	13	mA
					8	10	8	Min
Sinking, $V_O = 5\text{V}$			21	16	16	13	mA	
				11	13	10	Min	
I_O	$V^+ = 15\text{V}$ Output Current	Sourcing, $V_O = 0\text{V}$	30	28	28	23	mA	
				18	22	18	Min	
		Sinking, $V_O = 13\text{V}^{(4)}$	34	28	28	23	mA	
				19	22	18	Min	
I_S	Supply Current	$V^+ = +5\text{V}$, $V_O = 1.5\text{V}$	450	750	750	750	μA	
				900	900	900	Max	
		$V^+ = +15\text{V}$, $V_O = 7.5\text{V}$	550	850	850	850	μA	
				950	950	950	Max	

(4) Do not connect output to V^- when V^+ is greater than 13V or reliability will be adversely affected.

AC Electrical Characteristics

Unless otherwise specified, all limits ensured for $T_J = 25^\circ\text{C}$, **Boldface** limits apply at the temperature extremes. $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{CM} = 1.5\text{V}$, $V_O = 2.5\text{V}$ and $R_L > 1\text{M}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ ⁽¹⁾	LMC6081AM Limit ⁽²⁾	LMC6081AI Limit ⁽²⁾	LMC6081 Limit ⁽²⁾	Units
SR	Slew Rate	⁽³⁾	1.5	0.8 0.5	0.8 0.6	0.8 0.6	V/ μs Min
GBW	Gain-Bandwidth Product		1.3				MHz
ϕ_m	Phase Margin		50				Deg
e_n	Input-Referred Voltage Noise	F = 1 kHz	22				$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	Input-Referred Current Noise	F = 1 kHz	0.0002				$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
T.H.D.	Total Harmonic Distortion	F = 10 kHz, $A_V = -10$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 8\text{ V}_{PP}$ $\pm 5\text{V}$ Supply	0.01				%

(1) Typical values represent the most likely parametric norm.

(2) All limits are ensured by testing or statistical analysis.

(3) $V^+ = 15\text{V}$. Connected as Voltage Follower with 10V step input. Number specified is the slower of the positive and negative slew rates.

Typical Performance Characteristics

$V_S = \pm 7.5V$, $T_A = 25^\circ C$, Unless otherwise specified

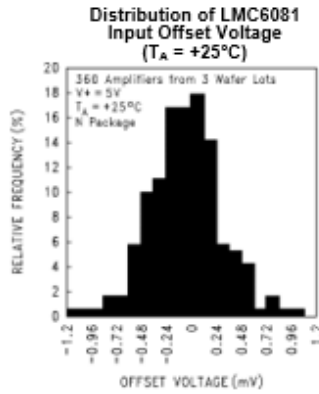


Figure 3.

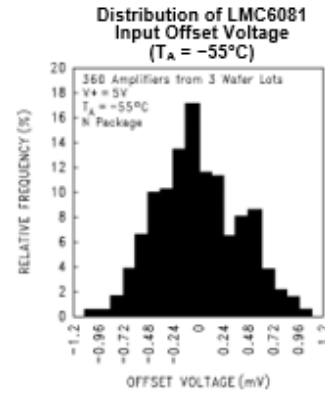


Figure 4.

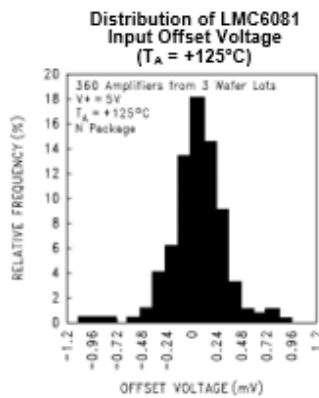


Figure 5.

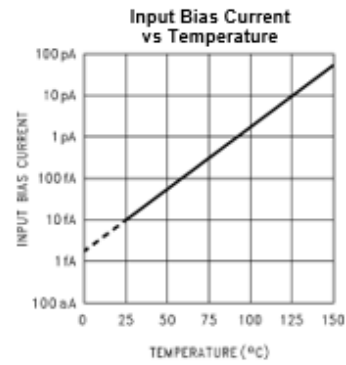


Figure 6.

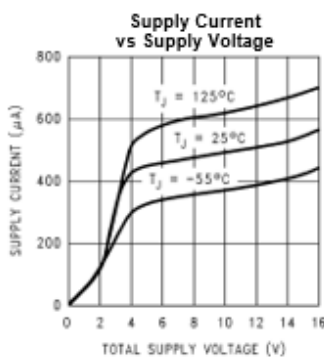


Figure 7.

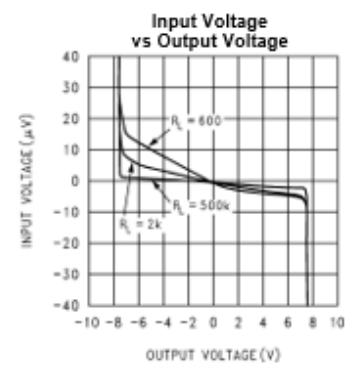


Figure 8.

Typical Performance Characteristics (continued)

$V_S = \pm 7.5V$, $T_A = 25^\circ C$, Unless otherwise specified

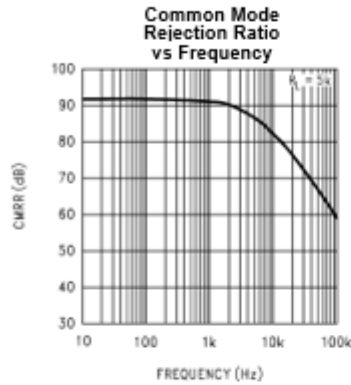


Figure 9.

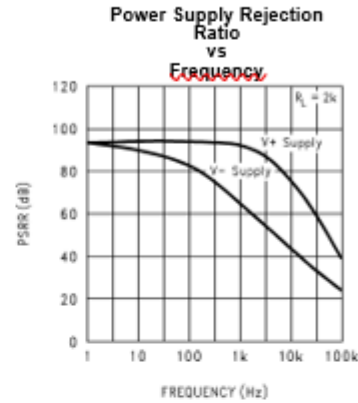


Figure 10.

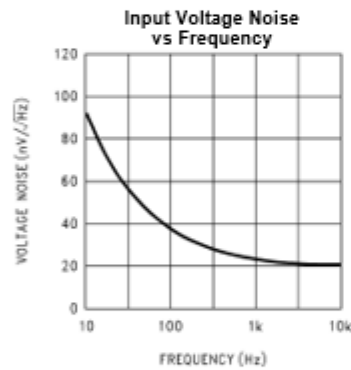


Figure 11.

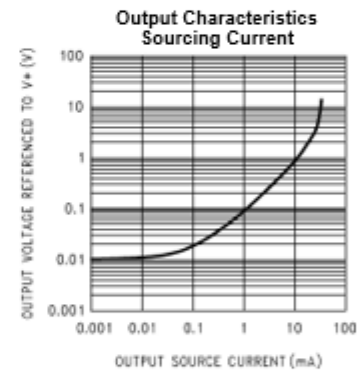


Figure 12.

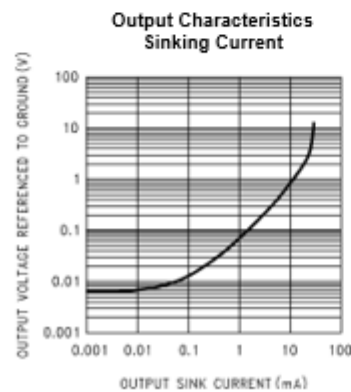


Figure 13.

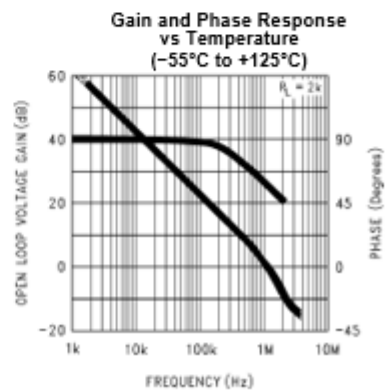


Figure 14.

Typical Performance Characteristics (continued)

$V_S = \pm 7.5V$, $T_A = 25^\circ C$, Unless otherwise specified

Gain and Phase
Response
vs
Capacitive Load
with $R_L = 600\Omega$

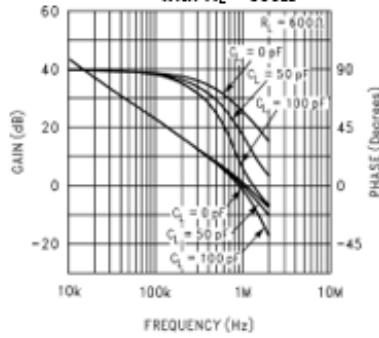


Figure 15.

Gain and Phase
Response
vs
Capacitive Load
with $R_L = 500k\Omega$

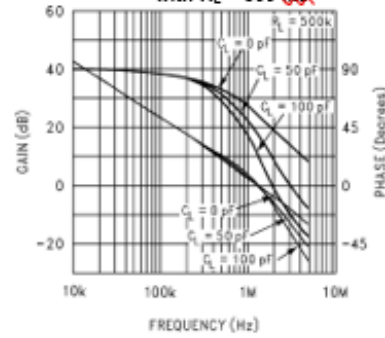


Figure 16.

Open Loop
Frequency Response

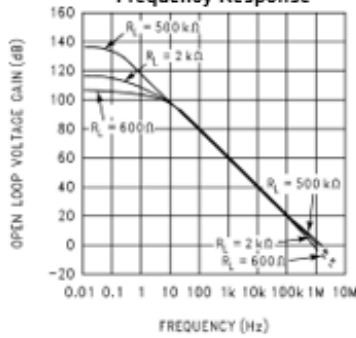


Figure 17.

Inverting Small Signal
Pulse Response

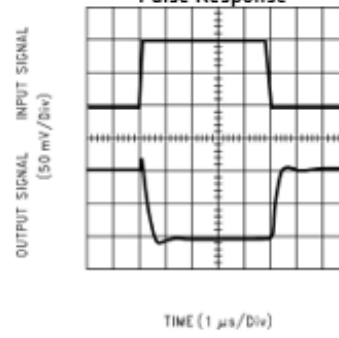


Figure 18.

Inverting Large Signal
Pulse Response

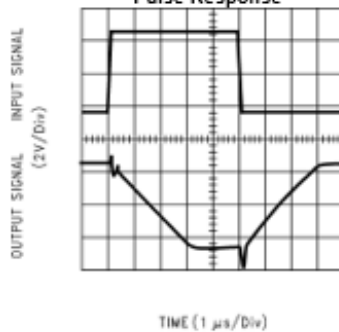


Figure 19.

Non-Inverting Small
Signal Pulse Response

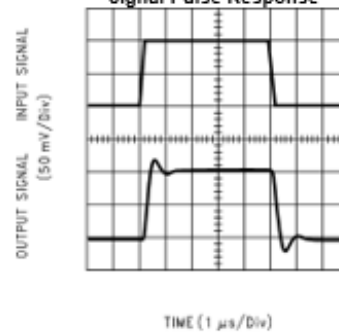


Figure 20.

Typical Performance Characteristics (continued)

$V_{S} = \pm 7.5V$, $T_A = 25^{\circ}C$, Unless otherwise specified

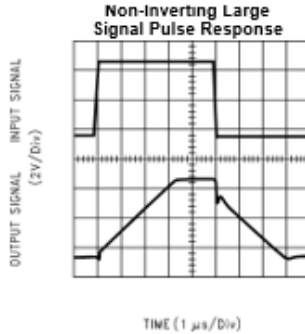


Figure 21.

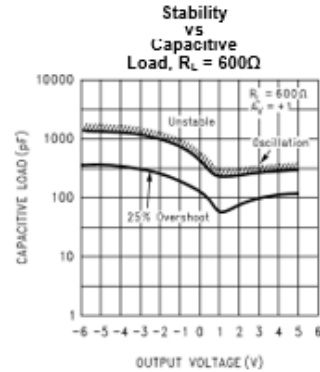


Figure 22.

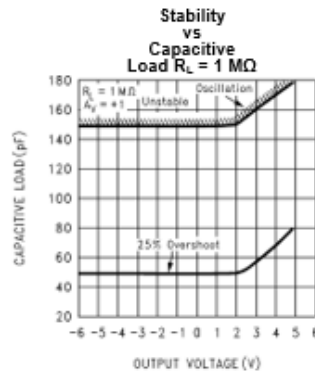


Figure 23.

APPLICATION INFORMATION

AMPLIFIER TOPOLOGY

The LMC6081 incorporates a novel op-amp design topology that enables it to maintain rail-to-rail output swing even when driving a large load. Instead of relying on a push-pull unity gain output buffer stage, the output stage is taken directly from the internal integrator, which provides both low output impedance and large gain. Special feed-forward compensation design techniques are incorporated to maintain stability over a wider range of operating conditions than traditional micropower op-amps. These features make the LMC6081 both easier to design with, and provide higher speed than products typically found in this ultra-low power class.

COMPENSATING FOR INPUT CAPACITANCE

It is quite common to use large values of feedback resistance for amplifiers with ultra-low input current, like the LMC6081.

Although the LMC6081 is highly stable over a wide range of operating conditions, certain precautions must be met to achieve the desired pulse response when a large feedback resistor is used. Large feedback resistors and even small values of input capacitance, due to transducers, photodiodes, and circuit board parasitics, reduce phase margins.

LMC6081

SNOS649C – AUGUST 2000 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

When high input impedances are demanded, guarding of the LMC6081 is suggested. Guarding input lines will not only reduce leakage, but lowers stray input capacitance as well. (See *Printed-Circuit-Board Layout for High Impedance Work*).

The effect of input capacitance can be compensated for by adding a capacitor, C_f , around the feedback resistors (as in [Figure 24](#)) such that:

$$\frac{1}{2\pi R_1 C_{IN}} \geq \frac{1}{2\pi R_2 C_f} \quad (1)$$

or

$$R_1 C_{IN} \leq R_2 C_f \quad (2)$$

Since it is often difficult to know the exact value of C_{IN} , C_f can be experimentally adjusted so that the desired pulse response is achieved. Refer to the LMC660 and LMC662 for a more detailed discussion on compensating for input capacitance.

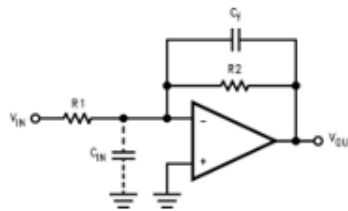


Figure 24. Cancelling the Effect of Input Capacitance

CAPACITIVE LOAD TOLERANCE

All rail-to-rail output swing operational amplifiers have voltage gain in the output stage. A compensation capacitor is normally included in this integrator stage. The frequency location of the dominant pole is affected by the resistive load on the amplifier. Capacitive load driving capability can be optimized by using an appropriate resistive load in parallel with the capacitive load (see typical curves).

Direct capacitive loading will reduce the phase margin of many op-amps. A pole in the feedback loop is created by the combination of the op-amp's output impedance and the capacitive load. This pole induces phase lag at the unity-gain crossover frequency of the amplifier resulting in either an oscillatory or underdamped pulse response. With a few external components, op amps can easily indirectly drive capacitive loads, as shown in [Figure 25](#).

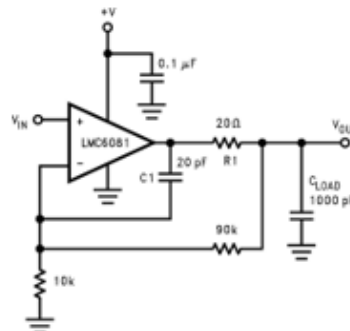


Figure 25. LMC6081 Noninverting Gain of 10 Amplifier, Compensated to Handle Capacitive Loads

In the circuit of [Figure 25](#), R_1 and C_1 serve to counteract the loss of phase margin by feeding the high frequency component of the output signal back to the amplifier's inverting input, thereby preserving phase margin in the overall feedback loop.

Capacitive load driving capability is enhanced by using a pull up resistor to V^+ (Figure 26). Typically a pull up resistor conducting $500\ \mu\text{A}$ or more will significantly improve capacitive load responses. The value of the pull up resistor must be determined based on the current sinking capability of the amplifier with respect to the desired output swing. Open loop gain of the amplifier can also be affected by the pull up resistor (see electrical characteristics).

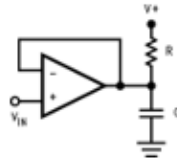


Figure 26. Compensating for Large Capacitive Loads with a Pull Up Resistor

PRINTED-CIRCUIT-BOARD LAYOUT FOR HIGH-IMPEDANCE WORK

It is generally recognized that any circuit which must operate with less than $1000\ \text{pA}$ of leakage current requires special layout of the PC board. When one wishes to take advantage of the ultra-low bias current of the LMC6081, typically less than $10\ \text{fA}$, it is essential to have an excellent layout. Fortunately, the techniques of obtaining low leakages are quite simple. First, the user must not ignore the surface leakage of the PC board, even though it may sometimes appear acceptably low, because under conditions of high humidity or dust or contamination, the surface leakage will be appreciable.

To minimize the effect of any surface leakage, lay out a ring of foil completely surrounding the LMC6081's inputs and the terminals of capacitors, diodes, conductors, resistors, relay terminals, etc. connected to the op-amp's inputs, as in Figure 27. To have a significant effect, guard rings should be placed on both the top and bottom of the PC board. This PC foil must then be connected to a voltage which is at the same voltage as the amplifier inputs, since no leakage current can flow between two points at the same potential. For example, a PC board trace-to-pad resistance of $10^{12}\ \Omega$, which is normally considered a very large resistance, could leak $5\ \text{pA}$ if the trace were a 5V bus adjacent to the pad of the input. This would cause a 100 times degradation from the LMC6081's actual performance. However, if a guard ring is held within 5 mV of the inputs, then even a resistance of $10^{11}\ \Omega$ would cause only $0.05\ \text{pA}$ of leakage current. See Figure 28 for typical connections of guard rings for standard op-amp configurations.

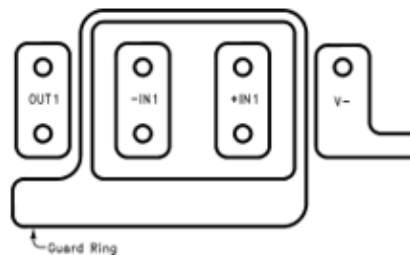


Figure 27. Example of Guard Ring in P.C. Board Layout

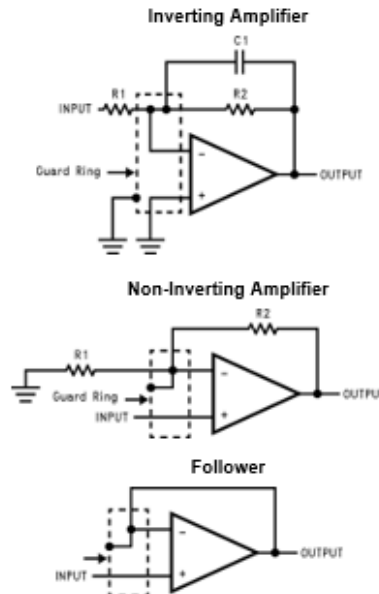
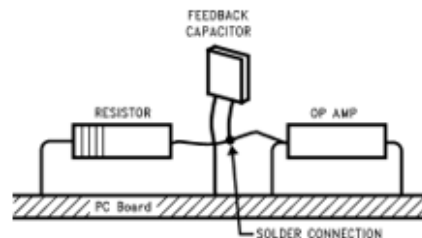


Figure 28. Typical Connections of Guard Rings

The designer should be aware that when it is inappropriate to lay out a PC board for the sake of just a few circuits, there is another technique which is even better than a guard ring on a PC board: Don't insert the amplifier's input pin into the board at all, but bend it up in the air and use only air as an insulator. Air is an excellent insulator. In this case you may have to forego some of the advantages of PC board construction, but the advantages are sometimes well worth the effort of using point-to-point up-in-the-air wiring. See Figure 29.



(Input pins are lifted out of PC board and soldered directly to components. All other pins connected to PC board).

Figure 29. Air Wiring

Latchup

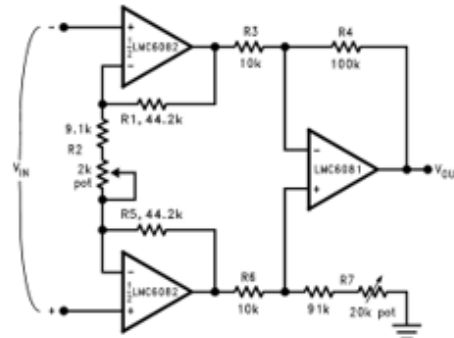
CMOS devices tend to be susceptible to latchup due to their internal parasitic SCR effects. The (I/O) input and output pins look similar to the gate of the SCR. There is a minimum current required to trigger the SCR gate lead. The LMC6061 and LMC6081 are designed to withstand 100 mA surge current on the I/O pins. Some resistive method should be used to isolate any capacitance from supplying excess current to the I/O pins. In addition, like an SCR, there is a minimum holding current for any latchup mode. Limiting current to the supply pins will also inhibit latchup susceptibility.

Typical Single-Supply Applications

($V^* = 5.0 V_{DC}$)

The extremely high input impedance, and low power consumption, of the LMC6081 make it ideal for applications that require battery-powered instrumentation amplifiers. Examples of these types of applications are hand-held pH probes, analytic medical instruments, magnetic field detectors, gas detectors, and silicon based pressure transducers.

Figure 30 shows an instrumentation amplifier that features high differential and common mode input resistance ($>10^{14}\Omega$), 0.01% gain accuracy at $A_V = 1000$, excellent CMRR with 1 k Ω imbalance in bridge source resistance. Input current is less than 100 fA and offset drift is less than 2.5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. R_2 provides a simple means of adjusting gain over a wide range without degrading CMRR. R_7 is an initial trim used to maximize CMRR without using super precision matched resistors. For good CMRR over temperature, low drift resistors should be used.



If $R_1 = R_5$, $R_3 = R_6$, and $R_4 = R_7$; then

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_2 + 2R_1}{R_2} \times \frac{R_4}{R_3}$$

$A_V \approx 100$ for circuit shown ($R_2 = 9.822\text{k}$).

Figure 30. Instrumentation Amplifier

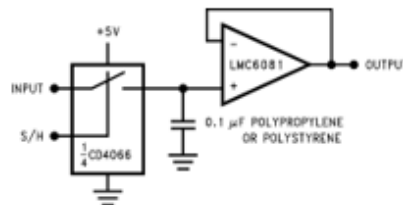


Figure 31. Low-Leakage Sample and Hold

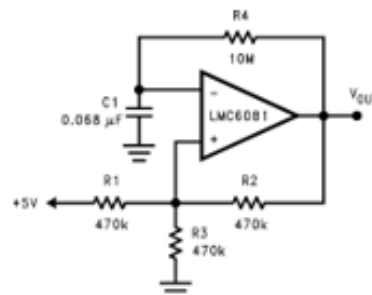


Figure 32. 1 Hz Square Wave Oscillator

REVISION HISTORY

Changes from Revision B (March 2013) to Revision C	Page
• Changed layout of National Data Sheet to TI format.....	13

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status (1)	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan (2)	Lead finish/ Ball material (6)	MSL Peak Temp (3)	Op Temp (°C)	Device Marking (4/5)	Samples
LMC6081-MDA	ACTIVE	DIESALE	Y	0	270	RoHS & Green	Call TI	Level-1-NA-UNLIM	-55 to 125		Samples
LMC6081AIM	NRND	SOIC	D	8	95	Non-RoHS & Green	Call TI	Level-1-235C-UNLIM	-40 to 85	LMC80 81AIM	
LMC6081AIM/NOPB	ACTIVE	SOIC	D	8	95	RoHS & Green	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 85	LMC80 81AIM	Samples
LMC6081AIMX/NOPB	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	RoHS & Green	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 85	LMC80 81AIM	Samples
LMC6081IM/NOPB	ACTIVE	SOIC	D	8	95	RoHS & Green	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 85	LMC80 81IM	Samples
LMC6081IMX/NOPB	ACTIVE	SOIC	D	8	2500	RoHS & Green	SN	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 85	LMC80 81IM	Samples
LMC6081IN/NOPB	ACTIVE	PDIP	P	8	40	RoHS & Green	NIPDAU	Level-1-NA-UNLIM	-40 to 85	LMC6081 IN	Samples

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBsolete: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ **RoHS:** TI defines "RoHS" to mean semiconductor products that are compliant with the current EU RoHS requirements for all 10 RoHS substances, including the requirement that RoHS substance do not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, "RoHS" products are suitable for use in specified lead-free processes. TI may reference these types of products as "Pb-Free".

RoHS Exempt: TI defines "RoHS Exempt" to mean products that contain lead but are compliant with EU RoHS pursuant to a specific EU RoHS exemption.

Green: TI defines "Green" to mean the content of Chlorine (Cl) and Bromine (Br) based flame retardants meet JS709B low halogen requirements of <=1000ppm threshold. Antimony trioxide-based flame retardants must also meet the <=1000ppm threshold requirement.

⁽³⁾ **MSL, Peak Temp. -** The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

⁽⁴⁾ There may be additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category on the device.

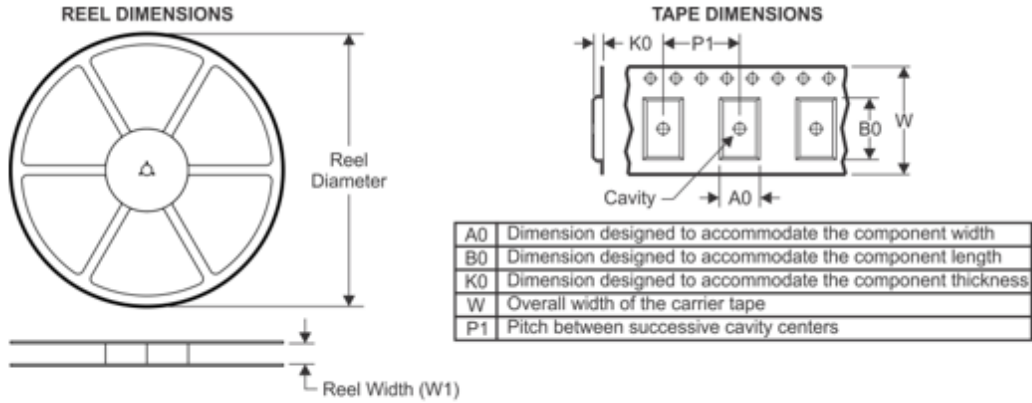
⁽⁵⁾ Multiple Device Markings will be inside parentheses. Only one Device Marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a device. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire Device Marking for that device.

⁽⁸⁾ Lead finish/Ball material - Orderable Devices may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

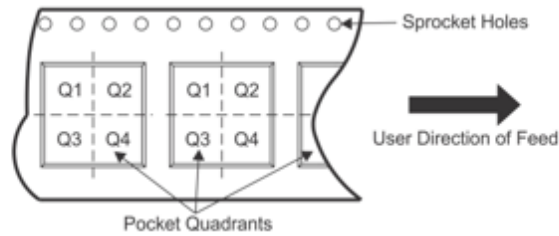
Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

TAPE AND REEL INFORMATION



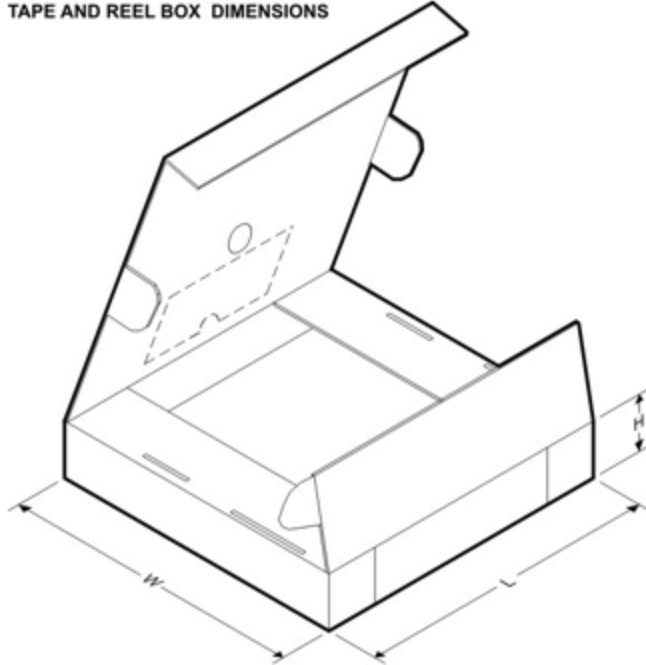
QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LMC8081AIMX/NOPB	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.5	5.4	2.0	8.0	12.0	Q1
LMC8081IMX/NOPB	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.5	5.4	2.0	8.0	12.0	Q1

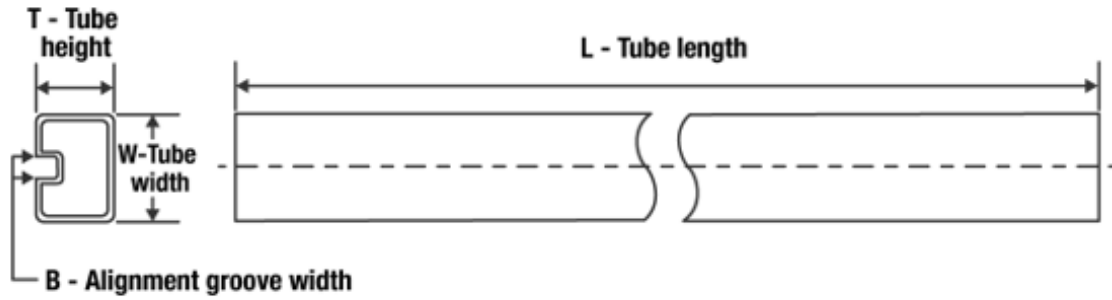
TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LMC6081AIMX/NOPB	SOIC	D	8	2500	367.0	367.0	35.0
LMC6081IMX/NOPB	SOIC	D	8	2500	367.0	367.0	35.0

TUBE



*All dimensions are nominal

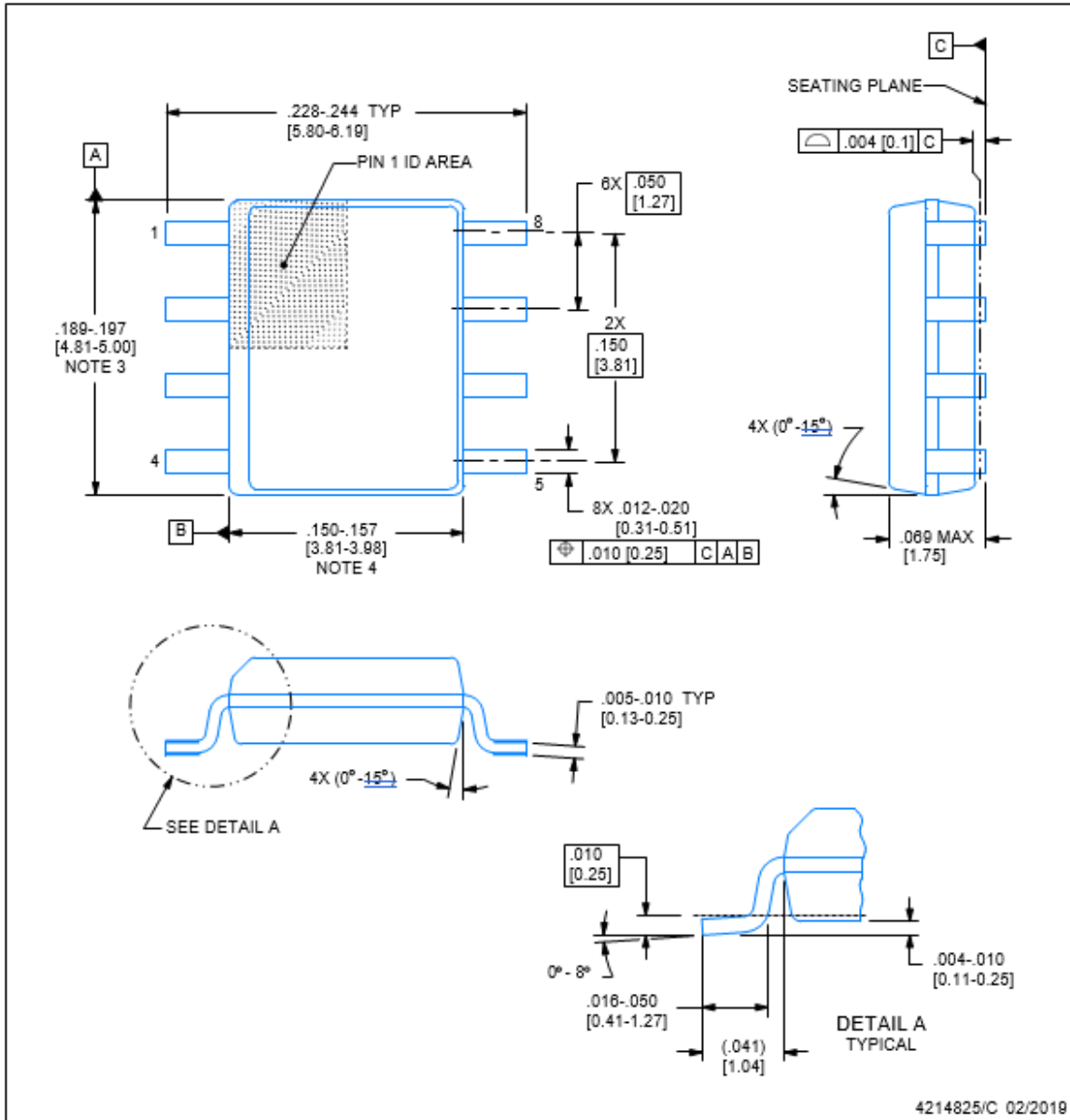
Device	Package Name	Package Type	Pins	SPQ	L (mm)	W (mm)	T (µm)	B (mm)
LMC6081AIM	D	SOIC	8	95	495	8	4084	3.05
LMC6081AIM	D	SOIC	8	95	495	8	4084	3.05
LMC6081AIM/NOPB	D	SOIC	8	95	495	8	4084	3.05
LMC6081IM/NOPB	D	SOIC	8	95	495	8	4084	3.05
LMC6081IN/NOPB	P	PDIP	8	40	502	14	11938	4.32



D0008A

PACKAGE OUTLINE
SOIC - 1.75 mm max height

SMALL OUTLINE INTEGRATED CIRCUIT



NOTES:

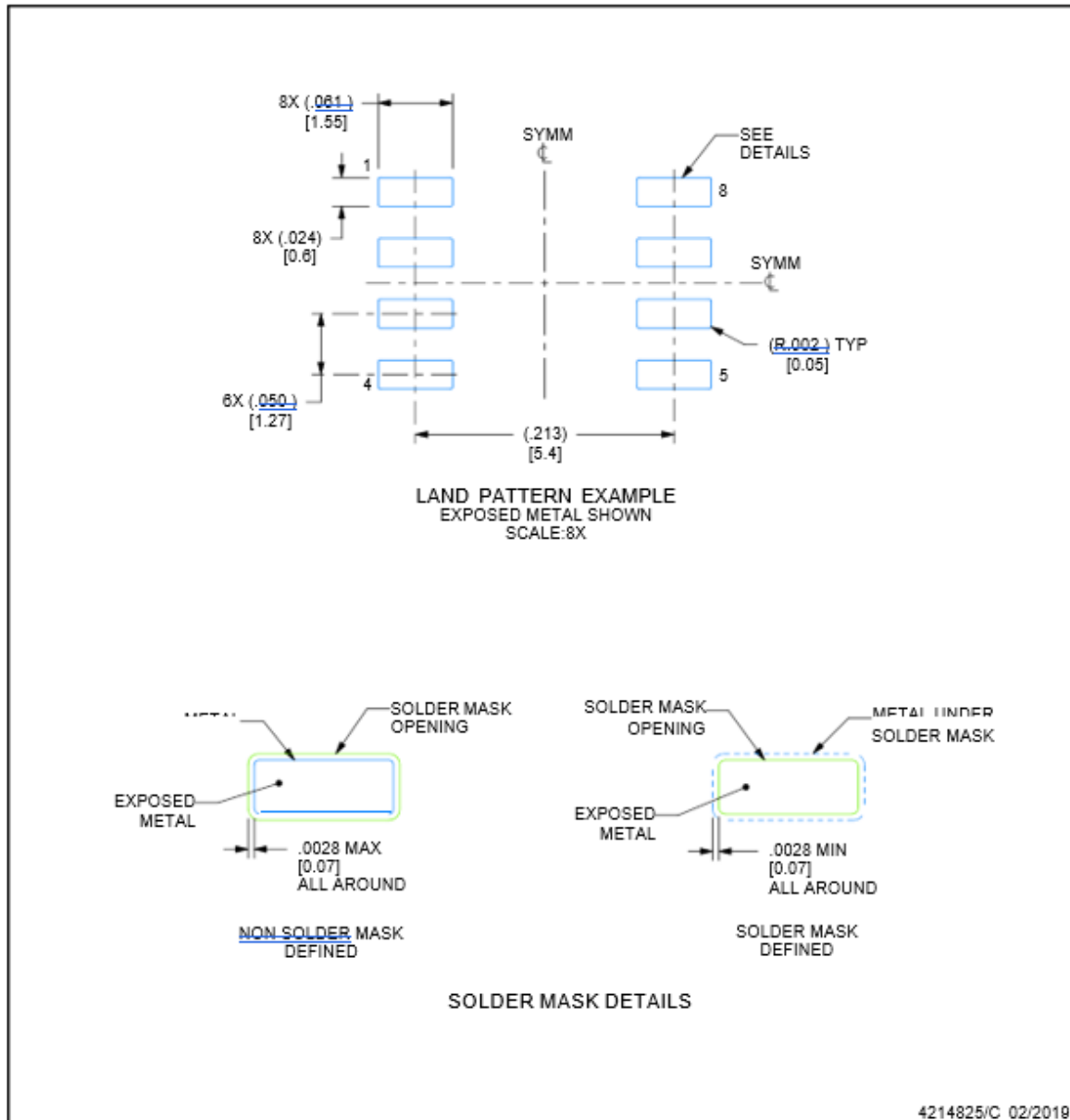
1. Linear dimensions are in inches [millimeters]. Dimensions in parenthesis are for reference only. Controlling dimensions are in inches. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. This dimension does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed $.006$ [0.15] per side.
4. This dimension does not include interlead flash.
5. Reference JEDEC registration MS-012, variation AA.

EXAMPLE BOARD LAYOUT

D0008A

SOIC - 1.75 mm max height

SMALL OUTLINE INTEGRATED CIRCUIT



NOTES: (continued)

6. Publication IPC-7351 may have alternate designs.

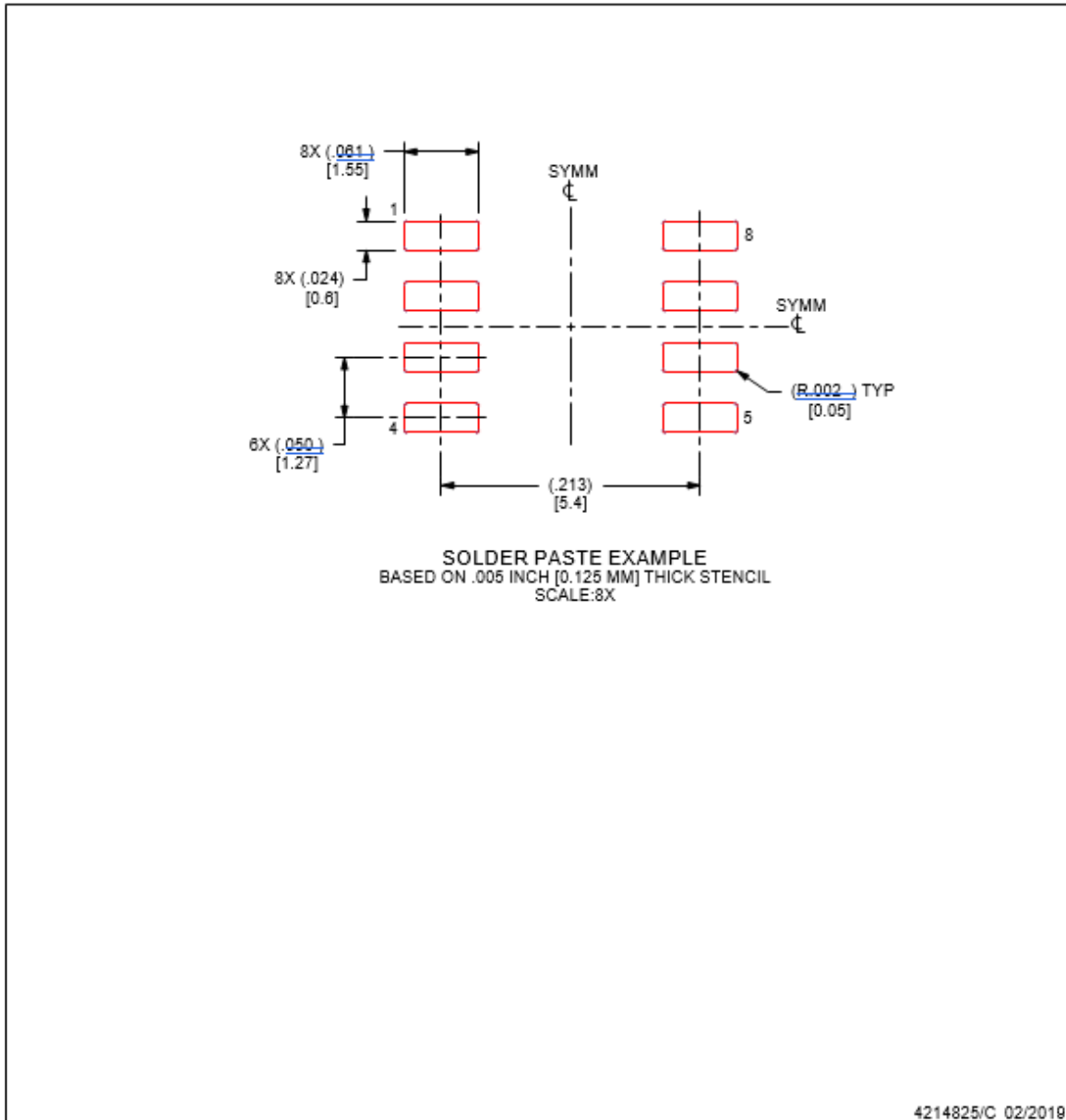
7. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.

EXAMPLE STENCIL DESIGN

D0008A

SOIC - 1.75 mm max height

SMALL OUTLINE INTEGRATED CIRCUIT



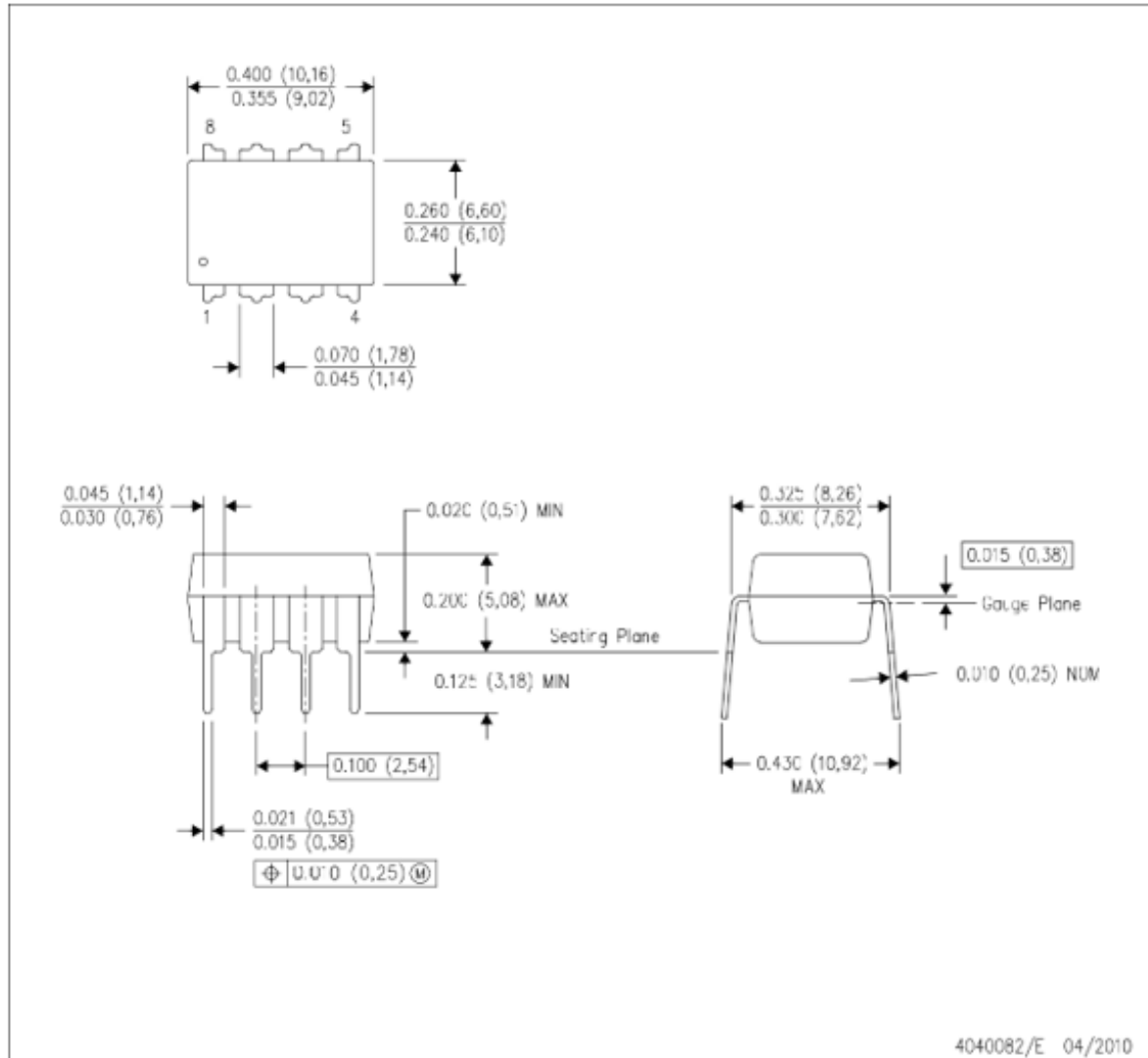
NOTES: (continued)

8. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
9. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

MECHANICAL DATA

P (R-PDIP-T8)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE



- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Falls within JEDEC MS-001 variation BA.

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATA SHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD-PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

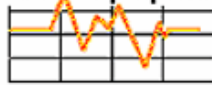
These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third-party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to TI's Terms of Sale or other applicable terms available either on [ti.com](https://www.ti.com) or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may have proposed.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2022, Texas Instruments Incorporated

Test Equipment Depot



1-800-517-8431

99 Washington Street
Melrose, MA 02176
FAX 781-665-0780
TestEquipmentDepot.com

FLUKE

Page 1 of 3, Document #2153
187/189 Extended Specifications
©2000 Fluke Corporation
Rev. A-8/00

Fluke 187/189 True-rms Digital Multimeter Extended Specifications

Nominal Specifications

Function	Ranges/Description
DC Voltage	0 to 1000V
DC Current	0 to 10A (20A for 30 seconds)
AC Voltage, True-rms	2.5 mV to 1000V - 100 kHz bandwidth
AC Current, True-rms	25 μ A to 10A (20A for 30 seconds)
Resistance	0 to 500 Mohms
Conductance	0 to 500 Nanosiemens
Capacitance	0.001 nF to 50 mF
Diode Test	3.1V
Temperature	-200°C to 1350°C (-328°F to 2462°F)
Frequency	0.5 Hz to 1000 kHz
Accuracy (Basic DC V)	0.025%
(Basic AC V)	0.4%

Features

Feature	Description
Dual Displays	50,000 count primary display 5,000 count secondary display
Backlight with 2 brightness selections	Bright white backlight for clear readings in poorly lighted areas
Fast Autorange	Meter automatically selects best range - instantly
AC+DC True RMS, ac rms specified to 100 kHz	Choices for AC only, AC and DC dual display, or AC+DC readings
dBm, dBV	User selectable impedance references for dBm
AutoHOLD	Holds readings on display
Continuity/Open Test	Beeper sounds for Ohms readings below threshold or for momentary open circuit indication
Fast Bar Graph	51 Segments for peaking and nulling
Duty Cycle/Pulse Width	Measure time a signal is on or off in % or milliseconds
MIN MAX/Fast MIN MAX with elapsed and Real Time Stamp	Record Maximum, Minimum, and Average values. Real Time for MAX or MIN, elapsed time for AVG. Fast MIN MAX captures peaks to 250 μ sec.
Closed Case Calibration	No internal adjustments needed
Battery/Fuse Access Door	Battery or fuse replacement without voiding calibration
Hi-Impact Overmold Case	Integrated Protective Holster provides superior impact protection for your meter

¹ For the 5,000 count mode, divide the number of least significant digits (counts) by 10.

² A residual reading of 8 to 180 digits with leads shorted, will not affect stated accuracy above 5% of range.

³ 20 counts in dual display DC or AC + DC

⁴ 10A continuous up to 35°C, less than 10 minutes 35° to 55°. 20A overload for 30 seconds maximum

⁵ See AC conversion notes for AC mV and V.

Above specifications are subject to change without notice.

Detailed Specifications

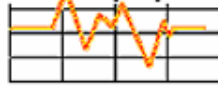
Accuracy is specified for a period of one year after calibration, at 18°C to 28°C (64°F to 82°F) with relative humidity to 90%. Accuracy specifications are given as \pm [% of reading] + [number of least significant digits]

Function	Range	Resolution	Accuracy				
			45 Hz-1 kHz	20 Hz-45 Hz	1 kHz-10 kHz	10 kHz-20 kHz	20 kHz-100 kHz
AC mV ^{1,2}	50,000mV	0.001mV	0.4% + 40	2% + 80	5% + 40	5.5% + 40	15% + 40
	500.00 mV	0.01 mV	0.4% + 40	2% + 80	5% + 40	5.5% + 40	8% + 40
	3000.0 mV	0.1 mV	0.4% + 40	2% + 80	0.4% + 40	1.5% + 40	8% + 40
AC V ^{1,2}	5.0000V	0.0001V	0.4% + 40	2% + 80	0.4% + 40	1.5% + 40	8% + 40
	50.000V	0.001V	0.4% + 40	2% + 80	0.4% + 40	1.5% + 40	8% + 40
	500.00V	0.01V	0.4% + 40	2% + 80	0.4% + 40	Not specified	Not specified
	1000.0V	0.1V	0.4% + 40	2% + 80	0.4% + 40	Not specified	Not specified
dBV	-56 to -6	0.01 dB	0.1 dB	0.2 dB	0.5 dB	0.5 dB	1.4 dB
	-6 to +34	0.01 dB	0.1 dB	0.2 dB	0.1 dB	0.2 dB	0.8 dB
	+34 to +60	0.01 dB	0.1 dB	0.2 dB	0.1 dB	Not specified	Not specified

Function	Range	Resolution	Accuracy			
			45 Hz-1 kHz	20 Hz-45 Hz	1 kHz-20 kHz	20 kHz-100 kHz
AC μ A	500.00 μ A	0.01 μ A	0.75% + 20	1% + 20	0.75% + 20	6% + 40
	5000.0 μ A	0.1 μ A	0.75% + 5	1% + 5	0.75% + 10	2% + 40
AC mA	50.000 mA	0.001 mA	0.75% + 20	1% + 20	0.75% + 20	9% + 40
	400.00 mA	0.01 mA	0.75% + 5	1% + 5	1.5% + 10	4% + 40
AC A	5.0000A	0.0001A	1.5% + 20	1.5% + 20	6% + 40	Not specified
	10.000A ⁴	0.001A	1.5% + 5	1.5% + 5	5% + 10	Not specified

Function	Range	Resolution	Accuracy			
			DC	20 Hz-45 Hz	45 Hz-1 kHz	1kHz-20 kHz
DC mV	50.000 mV	0.001mV	0.1% + 20	2% + 80	0.5% + 40	6% + 40
	500.00 mV	0.01 mV	0.03% + 2	2% + 80	0.5% + 40	
	3000.0 mV	0.1 mV	0.025% + 5	2% + 80	0.5% + 40	
DC V	5.0000V	0.0001V	0.025% + 10 ³	2% + 80	0.5% + 40	2% + 40
	50.000V	0.001V	0.03% + 3 ²	2% + 80	0.5% + 40	
	500.00V	0.01V	0.1% + 2 ²	2% + 80	0.5% + 40	
	1000.0V	0.1V	0.1% + 2 ²	2% + 80	0.5% + 40	
DC μ A	500.00 μ A	0.01 μ A	0.25% + 20	1% + 20	1% + 20	2% + 40
	5.000 μ A	0.1 μ A	0.25% + 2	1% + 10	0.75% + 10	2% + 40
DC mA	50.000 mA	0.001 mA	0.15% + 10	1% + 20	0.75% + 20	2% + 40
	400.00 mA	0.01 mA	0.15% + 2	1% + 10	1% + 10	3% + 40
DC A	5.0000A	0.0001A	0.5% + 10	2% + 20	2% + 20	6% + 40
	10.000A ⁴	0.001A	0.5% + 2	1.5% + 10	1.5% + 10	5% + 40

Test Equipment Depot



1-800-517-8431 TestEquipmentDepot.com

99 Washington Street
Melrose, MA 02176
FAX 781-665-0780

FLUKE

Detailed Specifications (continued)

Accuracy is specified for a period of one year after calibration, at 18°C to 28°C (64°F to 82°F) with relative humidity to 90%. Accuracy specifications are given as \pm [% of reading] + [number of least significant digits]

Function	Range	Resolution	Accuracy
Resistance ¹	500.00Ω	0.01Ω	0.05% + 10 ⁵
	5.0000 kΩ	0.0001 kΩ	0.05% + 2
	50.000 kΩ	0.001 kΩ	0.05% + 2
	500.00 kΩ	0.01 kΩ	0.05% + 2
	5.0000 MΩ	0.0001 MΩ	0.15% + 4 ²
	30.000 MΩ	0.001 MΩ	1% + 4 ²
	100.0 MΩ	0.1 MΩ	3% + 2 ¹¹
	500.0 MΩ	0.1 MΩ	10% + 2 ¹¹
Conductance	50.00 nS	0.01 nS	1% + 10
Capacitance ³	1.000 nF	0.001 nF	2% + 5
	10.00 nF	0.01 nF	
	100.0 nF	0.1 nF	
	1.000 μF	0.001 μF	
	10.00 μF	0.01 μF	
	100.0 μF	0.1 μF	
	1.000 mF	1 μF	
	10.0 mF	0.01 mF	
	50.00 mF	0.01 mF ⁵	3% + 10
Diode Test ⁴	3.1000V	0.0001V	2% + 20
Frequency	500.00 Hz	0.01 Hz ⁶	\pm (0.005% + 1)
	5.0000 kHz	0.0001 kHz	
	50.000 kHz	0.001 kHz	
	999.99 kHz	0.01 kHz	
Duty Cycle	10.00 to 90.00%	0.1%	\pm (Voltage Range / Input Voltage) x 300 counts ^{10,11}
Pulse Width ⁷	499.99 ms	0.01 ms	\pm [3% x (Voltage range / input voltage) + 1 count] ^{11,12}
	999.9 ms	0.1 ms	
Temperature	-200 to +1350°C	0.1°C	\pm [1% of reading + 1°C] ^{13,14}
	-328 to +2462°F	0.1°F	
Min-Max-Avg	Response: 100 ms to 80%		Specified accuracy \pm 12 counts for changes >200 ms in duration. (\pm 40 digits in AC for changes >350 ms and inputs >25% of range)
Fast Min-Max	250 μs ⁸		Specified accuracy \pm 100 counts for changes >250 μs in duration ⁹

¹ For the 5,000 count mode, divide the number of least significant digits (counts) by 10.

² For relative humidity greater than 70%, resistance accuracy is 0.5% over 1 MΩ and 2.5% over 10 MΩ.

³ For film capacitor or better, using Relative mode (REL Δ) to zero residual on 1.1 nF range.

⁴ Reading will be 0.00 for signals below 0.5 Hz.

⁵ Least significant digit not active above 10 mF.

⁶ Using relative mode (REL Δ) to zero residual reading.

⁷ For ambient temperature changes of \pm 5°C, rated accuracy applies after 1 hour.

⁸ For repetitive peaks, 2.5 ms for single events.

⁹ Frequency greater than 5 Hz, except for VDC, 500 mV dc and 3000 mV dc functions; 0.5 Hz to 1.0 + 0.

¹⁰ Range/input ratios also apply to current functions.

¹¹ To ensure stated accuracy, switch to conductance mode and verify that the open circuit reading is less than 0.10 nS.

¹² Accuracy specification is relative to the user-adjustable temperature offset, and assumes ambient temperature stable to \pm 1°C.

Above specifications are subject to change without notice.

Memory and PC Communication Functions (Fluke 189 Only)

The Fluke 189 adds the following capabilities:

Interval LOGGING At least 288 intervals (specified by user in Setup) may be recorded to internal memory. These values may be viewed using the VIEW MEM function on the meter. Up to 700 unstable event values (similar to AutoHold) are automatically added to LOGGING memory for viewing only through the optional FlukeView[®] Forms PC software. Additional intervals will be logged if the signal is stable.

Reading SAVE Up to 100 readings may be saved by the user in a memory separate from LOGGING memory. These readings may be viewed using VIEW MEM.

Frequency Counter Sensitivity

Input Range	Approximate VAC Sensitivity (RMS Sine Wave) ¹				
	15 Hz to 100 kHz ²	500 Hz ²	VAC Bandwidth ³	Approximate VDC Trigger Levels ¹	VDC Bandwidth ³
50 mV	5 mV	10 mV	1 MHz	5 mV & 5 mV	1 MHz
500 mV	20 mV	20 mV	1 MHz	5 mV & 65 mV	1 MHz
3000 mV	500 mV	2000 mV	800 kHz	140 mV & 200 mV	90 kHz
5V	0.5V	2.0V	950 kHz	1.4 V & 2.0 V	14 kHz
50V	5V	5.0V	1 MHz	0.5 V & 6.5 V	> 400 kHz
500V	20V	20V	1 MHz	5 V & 65 V	> 400 kHz
1000V	100V	100V	> 400 kHz	5 V & 65 V	> 400 kHz

¹ Maximum input = 10 x Range (1000 V max). Noise at low frequencies and amplitudes may affect accuracy.

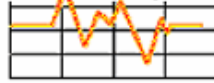
² Usable at reduced sensitivity to 0.5 Hz and 1000 kHz.

³ Typical frequency bandwidth with full scale (or maximum 2 x 10⁷ V-Hz product) RMS sine wave.

Burden Voltage (A, mA, μA)

Function	Range	Burden Voltage (typical)
mA-μA	500.00 μA	102 μV / μA
	5.000 μA	102 μV / μA
	50.000 mA	1.8 mV / mA
	400.00 mA	1.8 mV / mA
A	5.0000 A	0.04 V / A
	10.000 A	0.04 V / A

Test Equipment Depot



99 Washington Street
Melrose, MA 02176
FAX 781-665-0780

1-800-517-8431 **TestEquipmentDepot.com**

FLUKE®

Input Impedance

Function	Input Impedance (Nominal)					
Volts, mV	10 MΩ, < 100 pF					
	Common Mode Rejection Ratio			Normal Mode Rejection		
DC Volts, mV	>100 dB at dc, 50 Hz or 60 Hz ±0.1%			>90 dB at 50 Hz or 60 Hz ±0.1%		
AC Volts, mV	> 90 dB dc to 60 Hz					
	Open Circuit Test Voltage			Full-Scale Voltage		
Ohms	< 5V			To 5 MΩ	30 to 500 MΩ + nS	
Diode Test	< 5V			500 mV 3.1V		
	Typical Short-Circuit Current					
	500Ω	5 kΩ	50 kΩ	500 kΩ	5 MΩ	30 MΩ
Ohms	1 μA	100 μA	10 μA	1 μA	0.1 μA	0.1 μA
Diode Test	1.0 mA typical					

Safety Information

Function	Description
Safety	1000 V, AC/DC, maximum voltage between any terminal and earth ground. Complies with ANSI/ISA-S82.01-94, CSA C22.2 No 1010.1-92 to 1000 V Overvoltage Category III and to 600V Overvoltage Category IV. Certification agencies (approvals/listings pending): UL per standard UL 3111 (pending) CSA per standard CSA/CAN C22.2 No. 1010.1-92 TÜV per standard EN 61010 Part 1-1993 (pending)
Surge Protection	8 kV peak per IEC 1010.1-92
Fuse Protection	440 mA, 1000 V FAST Fuse, 11A, 1000V FAST Fuse
Markings	UL, CSA, TUV, CE (VDE pending)

General Specifications

Function	Description
Display	Digital: 50000/5000 counts primary, 5000 counts secondary, updates 4/second. Analog: 51 segments, updates 40/second.
Operating Temperature	-20°C to +55°C
Storage Temperature	-40°C to +60°C
Temperature Coefficient	0.05 x (specified accuracy)/°C (<18°C or >28°C)
Relative Humidity	0% to 90% (0°C to 55°C) 0% to 70% (35°C to 55°C)
Altitude	Operating: 2000 meters Storage: 10000 meters
Battery Type	4 AA Alkaline, NEDA 15A or LR6
Battery Life	72 Hours typical (with backlight off)
Shock Vibration	Per MIL-T-PRF 28800 for Class II instruments
EMC	Susceptibility and Emissions: Commercial Limits per EN61326-1
Size	10.0 cm X 20.3 cm X 5.0 cm (3.94" X 8.00" X 1.97") (Not Including Accessory Mount)
Weight	545 grams (1.2 lbs.)
Case Sealing	IP-42 per IEC 529, Section 3
Warranty	Lifetime
Calibration Interval	1 year

Above specifications are subject to change without notice.

Fluke. Keeping your world up and running.



LR8

High-Input Voltage, Adjustable, 3-Terminal, Linear Regulator

Features

- 13.2-450V Input Voltage Range
- Adjustable 1.20-438V Output Regulation
- 5% Output Voltage Tolerance
- Output Current Limiting
- 10 μ A Typical ADJ Current
- Internal Junction Temperature Limiting

Applications

- Offline SMPS startup circuits
- Adjustable high-voltage constant current source
- Industrial controls
- Motor controls
- Battery chargers
- Power supplies

General Description

LR8 is a high-voltage, low-output current, adjustable linear regulator. This regulator has a wide operating input voltage range of 13.2-450V. The output voltage can be adjusted from 1.20-438V, provided that the input voltage is at least 12V greater than the output voltage. The output voltage can be adjusted by means of two external resistors, R_1 and R_2 , as shown in the typical application circuits. LR8 regulates the voltage difference between V_{OUT} and ADJ pins to a nominal value of 1.20V. The 1.20V is amplified by the external resistor ratio R_1 and R_2 . An internal constant bias current, of typically 10 μ A, is connected to the ADJ pin. This increases V_{OUT} by a constant voltage of 10 μ A times R_2 .

LR8 provides both current and temperature limiting. The output current limit is typically 20 mA and the minimum temperature limit is +125°C. An output short-circuit current will therefore be limited to 20 mA. When the junction temperature reaches its temperature limit, the output current and/or output voltage will decrease to prevent the junction temperature from exceeding its temperature limit. For SMPS start-up circuit applications, LR8 turns off when an external voltage greater than the output voltage of the LR8 is applied to V_{OUT} of the LR8. To maintain stability, a bypass capacitor of 1.0 μ F or larger and a minimum DC output current of 500 μ A are required.

LR8 is available in TO-243AA (SOT-89), TO-252 (D-PAK) and TO-92 packages.

LR8

Package Type

TO-243AA (SOT-89)

- 13.2-450V Input Voltage Range
- Adjustable 1.20-438V Output Regulation
- 5% Output Voltage Tolerance
- Output Current Limiting
- 10 μ A Typical ADJ Current
- Internal Junction Temperature Limiting

Applications

- Offline SMPS startup circuits
- Adjustable high-voltage constant current source
- Industrial controls

See [Table 2-1](#) for pin information

- Battery chargers

TO-92

LR8 is a high-voltage, low-output current, adjustable linear regulator. This regulator has a wide operating input voltage range of 13.2-450V. The output voltage can be adjusted from 1.20-438V, provided that the input voltage is at least 12V greater than the output voltage. The output voltage can be adjusted by means of two external resistors, R_1 and R_2 , as shown in the typical application circuits. LR8 regulates the voltage difference between V_{OUT} and ADJ pins to a nominal value of 1.20V. The 1.20V is amplified by the external resistor ratio R_1 and R_2 . An internal constant bias current, of typically 10 μ A, is connected to the ADJ pin. This increases V_{OUT} by a constant voltage of 10 μ A times R_2 .

LR8 provides both current and temperature limiting. The output current limit is typically 20 mA and the maximum temperature limit is $+125^\circ\text{C}$. An output short-circuit current will therefore be limited to 20 mA. When the junction temperature reaches its temperature limit, the output current and/or output voltage will decrease to maintain the junction temperature from exceeding its maximum limit. For SMPS start-up circuit applications, LR8 turns off when an external voltage greater than the output voltage of the LR8 is applied to V_{OUT} of the regulator. For better output stability, a bypass capacitor of 100 μ F or larger and a minimum DC output current of 500 μ A are required.

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS†

V_{IN} Input voltage (voltages ref to ADJ)	to +480V
Output voltage range	to +470V
Operating ambient temperature range	40°C to +85°C
Operating junction temperature range	40°C to +125°C
Storage temperature	65°C to +150°C

† Notice: Stresses above those listed under "Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at those or any other conditions above those indicated in the operational listings of this specification is not implied. Exposure to maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

LR8

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ¹

Parameter	Sym.	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Input to output voltage difference	$V_{IN} - V_{OUT}$	12		450	V	
Overall output voltage regulation	V_{OUT}	1.14	1.20	1.26	V	$13.2V < V_{IN} < 400V$, $R_1 = 2.4 k\Omega$, $R_2 = 0$
		375	400	425	V	$R_1 = 2.4 k\Omega$, $R_2 = 782 k\Omega$
Line regulation	ΔV_{OUT}		0.003	0.01	%/V	$17V < V_{IN} < 400V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0.5mA$
Load regulation			1.4	3.0	%	$V_{IN} = 17V$, $V_{OUT} = 5V$, $0.5 mA < I_{OUT} < 10 mA$
Temperature regulation		-1		+1	%	$V_{IN} = 17V$, $V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 10 mA$, $-40^\circ C < T_A < 85^\circ C$
Output current limit	I_{OUT}	10		30	mA	$T_J < 85^\circ C$, $V_{IN} - V_{OUT} = 12V$
				0.5	mA	$T_J > 125^\circ C$, $V_{IN} - V_{OUT} = 450V$
Minimum output current	I_{OUT}		0.3	0.5	mA	Includes R_1 and load current
Adjust output current	I_{ADJ}	5.0	10	15	μA	
Minimum output load capacitance	C_{LOAD}	1.0			μF	
Ripple rejection ratio	$\Delta V_{OUT} / \Delta V_{IN}$	50	60		dB	120 Hz, $V_{OUT} = 5V$
Junction temperature limit	T_{LIMIT}	125			$^\circ C$	

¹ Test Conditions unless otherwise specified: $-40^\circ C < T_A < 85^\circ C$.

TABLE 1-1: TYPICAL THERMAL RESISTANCE

Package	θ_{ja}
TO-252 (D-PAK)	81 $^\circ C/W$
TO-92	132 $^\circ C/W$
TO-243AA (SOT-89)	133 $^\circ C/W$

TABLE 1-2: THERMAL CHARACTERISTICS

Package	Power Dissipation @ $T_A = 2.5^\circ C$	θ_{jc} $^\circ C/W$	θ_{ja} $^\circ C/W$
TO-92	0.74W	125	170
TO-243AA (SOT-89)	1.6W	15	78 ¹
TO-252 (D-PAK)	2.5W	6.25	50 ¹

¹ Mounted on FR4 board, 25 mm x 2 mm x 1.57 mm

LR8

2.0 PIN DESCRIPTION

The locations of the pins are listed in [Package Type](#).

TABLE 2-1: PIN DESCRIPTION

Function	Description
V _{IN}	Regulator input. 13.2-450V.
V _{OUT}	Regulator output.
ADJ	Output voltage adjust.

3.0 TYPICAL APPLICATION CIRCUITS

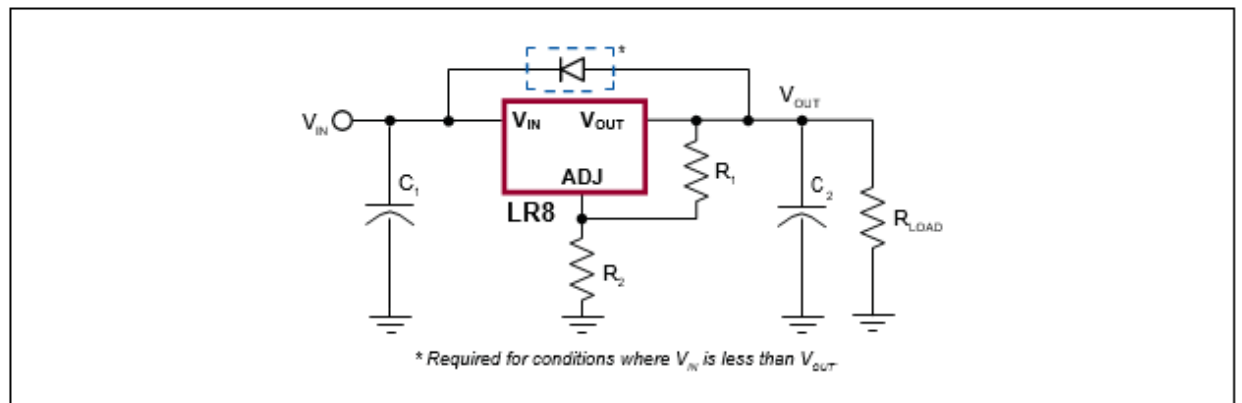


FIGURE 3-1: Typical Application Circuit.

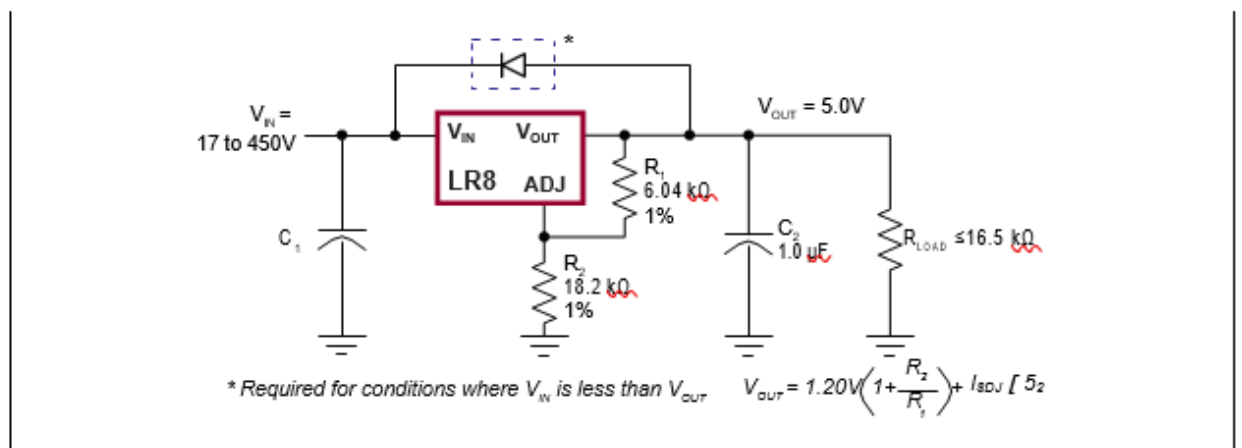


FIGURE 3-2: High-input Voltage, 5.0V Output Linear Regulator.

LR8

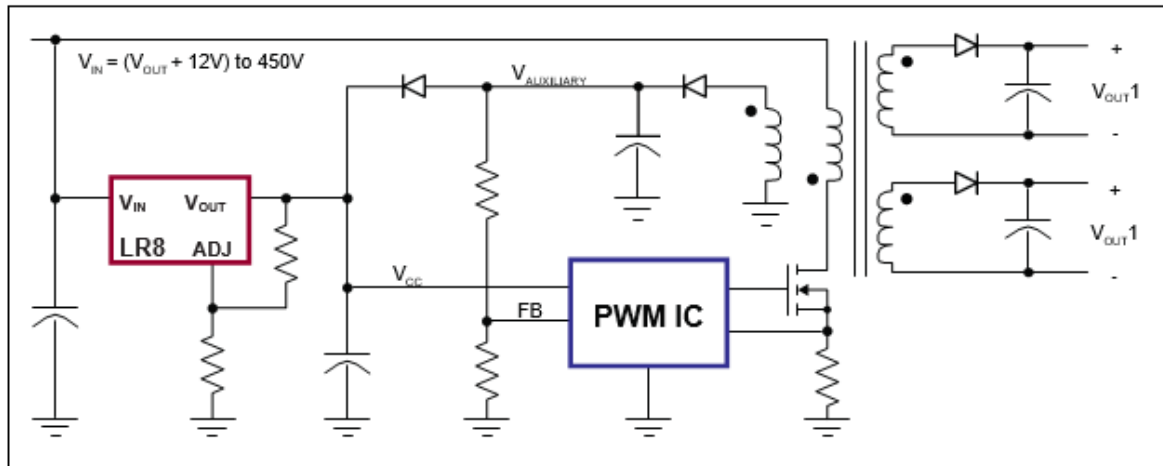


FIGURE 3-3: SMPS Start-Up Circuit.

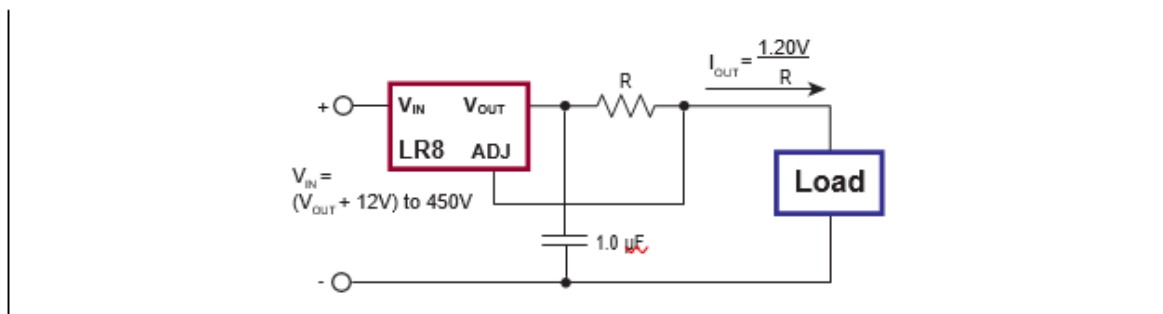
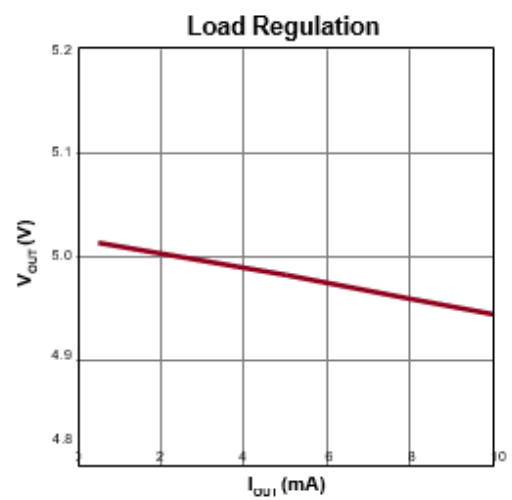
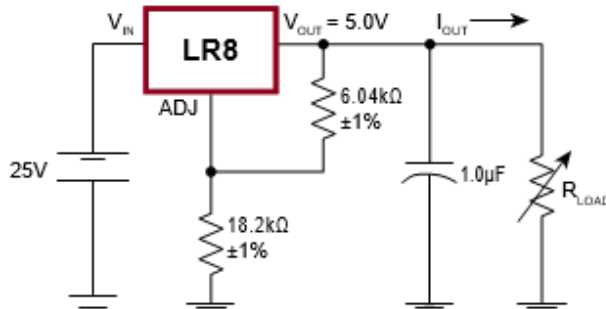
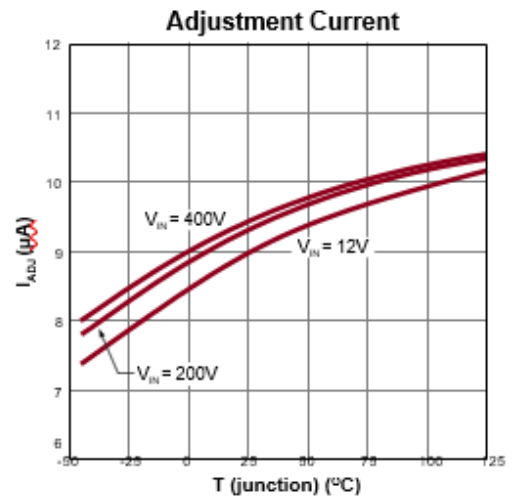
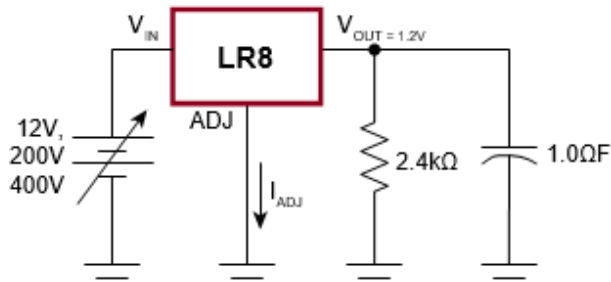
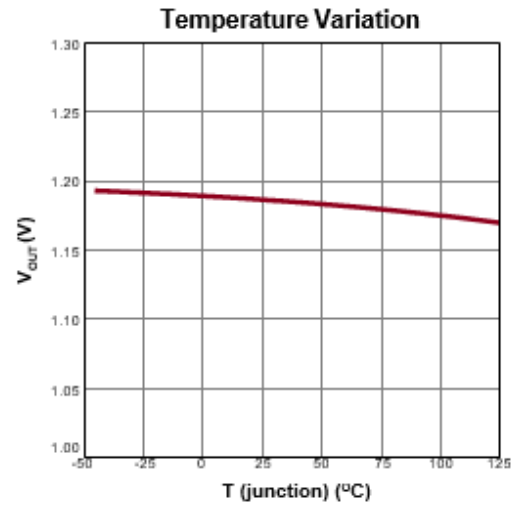
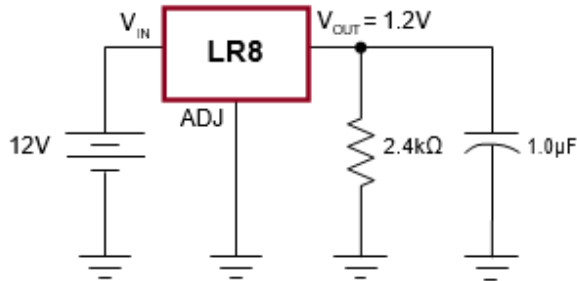
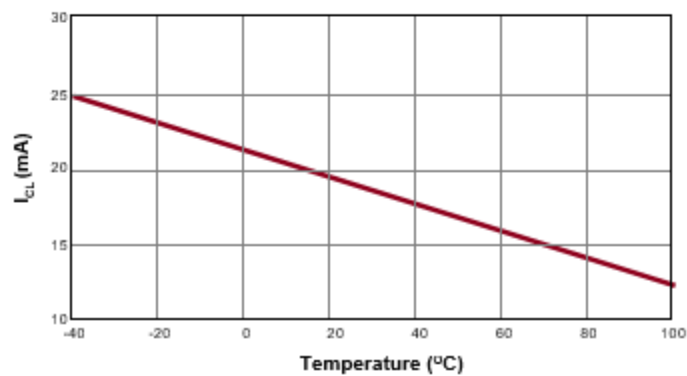
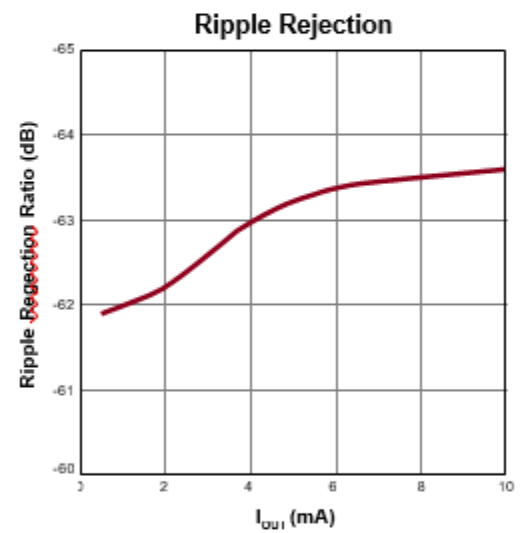
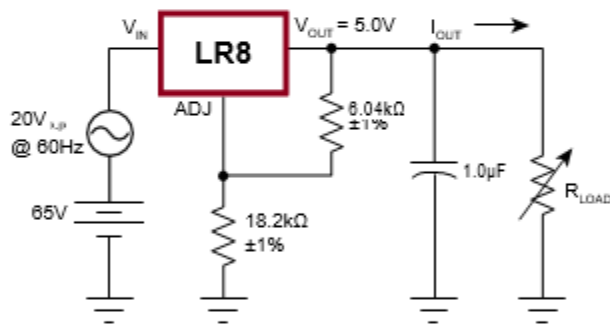
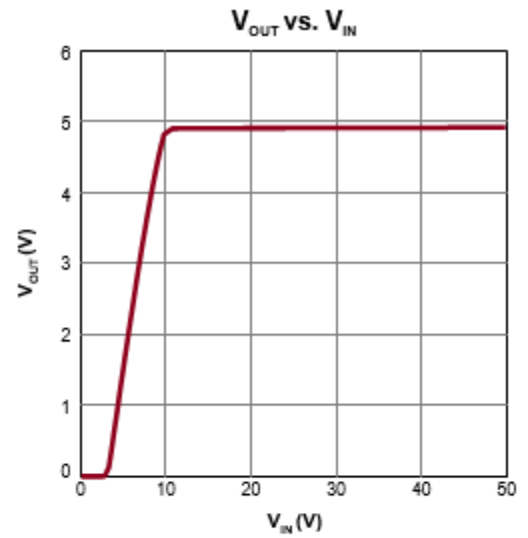
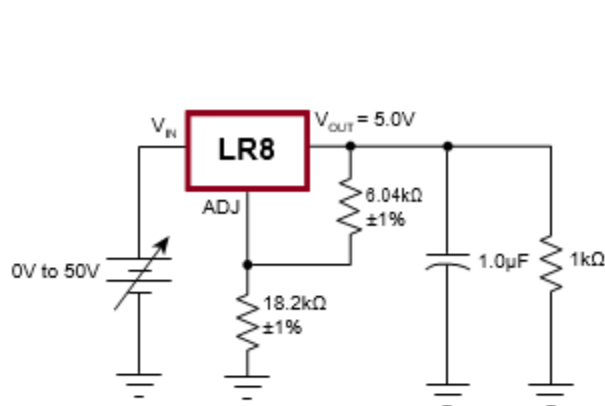
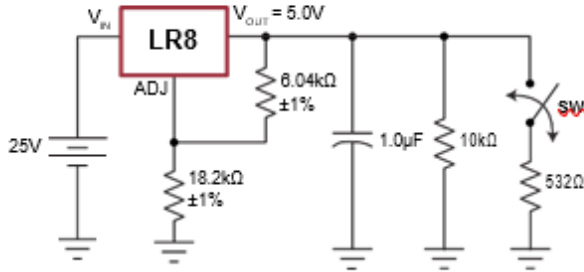


FIGURE 3-4: High-voltage, Adjustable, Constant-Current Source.

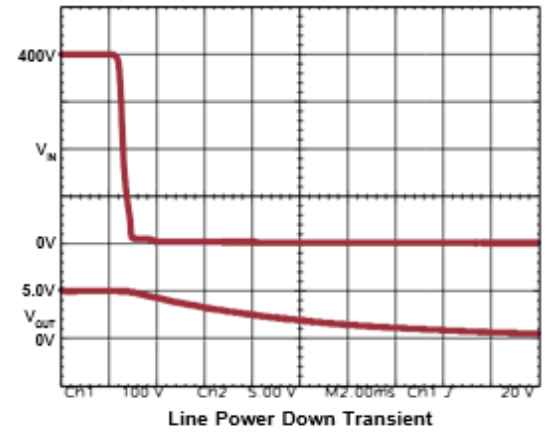
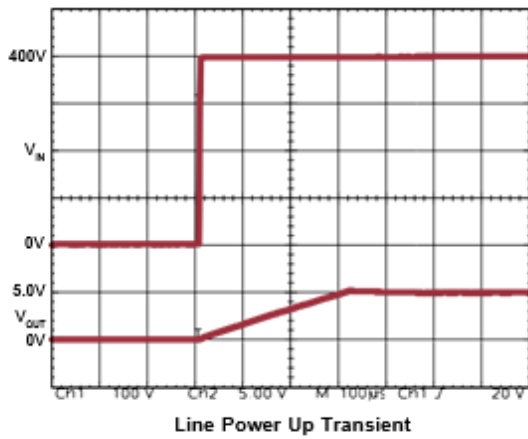
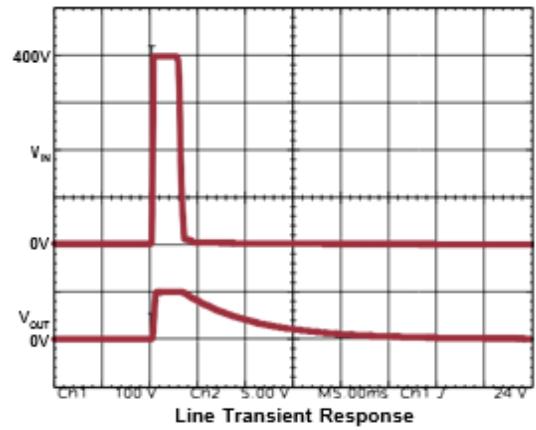
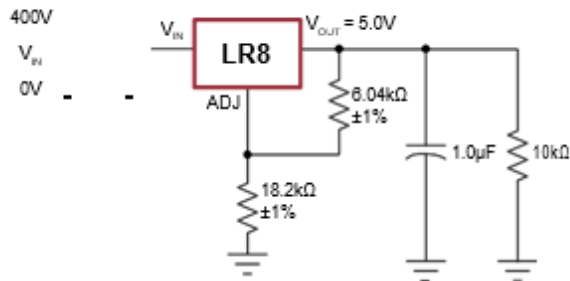




Load Transient Response



Line Transient Response

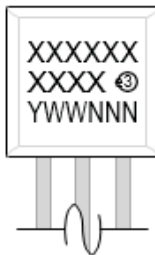


LR8

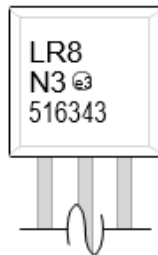
4.0 PACKAGING INFORMATION

4.1 Package Marking Information

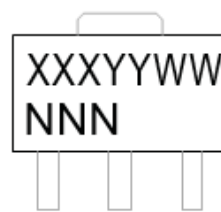
3-lead TO-92



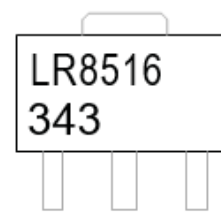
Example



3-lead TO-243AA *
(SOT-89)



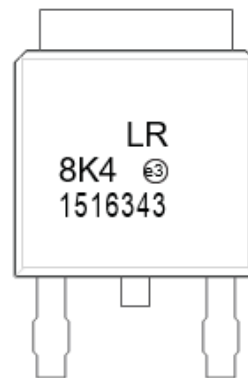
Example





3-lead TO-252
(D-PAK)



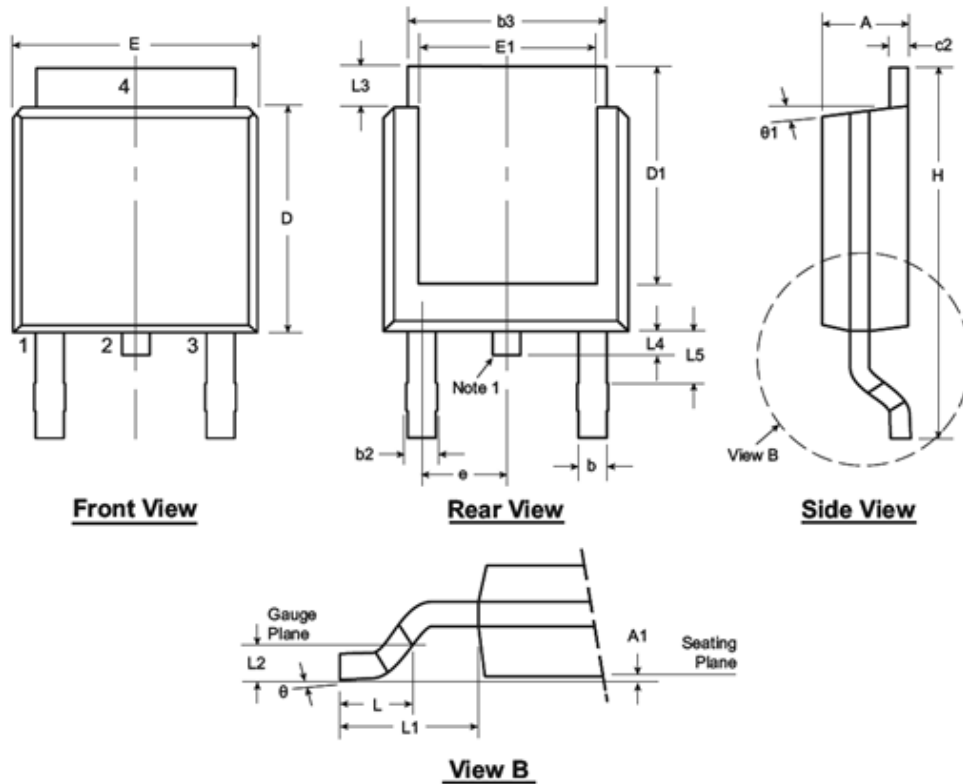
Example



Legend:	XX...X	Product Code or Customer-specific information
	Y	Year code (last digit of calendar year)
	YY	Year code (last 2 digits of calendar year)
	WW	Week code (week of January 1 is week '01')
	NNN	Alphanumeric traceability code
		Pb-free JEDEC [®] designator for Matte Tin (Sn)
	*	This package is Pb-free. The Pb-free JEDEC designator () can be found on the outer packaging for this package.

Note: In the event the full Microchip part number cannot be marked on one line, it will be carried over to the next line, thus limiting the number of available characters for product code or customer-specific information. Package may or not include the corporate logo.

3-Lead TO-252 (D-PAK) Package Outline (K4)



Note: For the most current package drawings, see the Microchip Packaging Specification at www.microchip.com/packaging.

Note:

1. Although 4 terminal locations are shown, only 3 are functional. Lead number 2 was removed.

Symbol	A	A1	b	b2	b3	c2	D	D1	E	E1	e	H	L	L1	L2	L3	L4	L5	θ	$\theta 1$
Dimension (inches)	MIN	.086	.000*	.025	.030	.195	.235	.205	.250	.170		.370	.055			.035	.025*	.035†	0°	0°
	NOM	-	-	-	-	-	.240	-	-	-	.090 BSC	-	.060	.108 REF	.020 BSC	-	-	-	-	-
	MAX	.094	.005	.035	.045	.215	.245	.217*	.265	.200*		.410	.070			.050	.040	.060	10°	15°

JEDEC Registration TO-252, Variation AA, Issue E, June 2004.

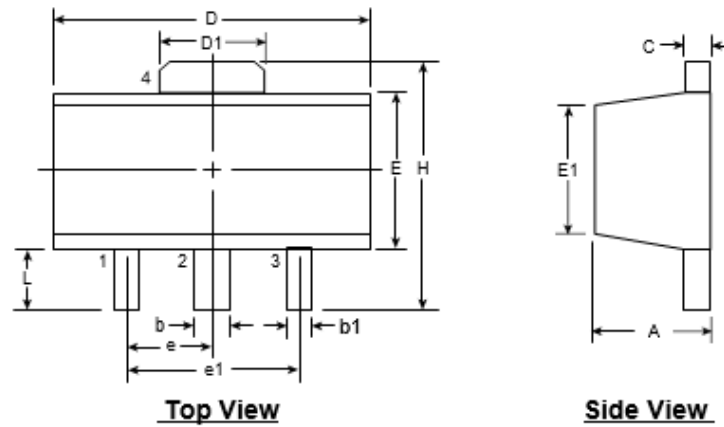
* This dimension is not specified in the JEDEC drawing.

† This dimension differs from the JEDEC drawing.

Drawings not to scale.

LR8

3-Lead TO-243AA (SOT-89) Package Outline (N8)



Note: For the most current package drawings, see the Microchip Packaging Specification at www.microchip.com/packaging.

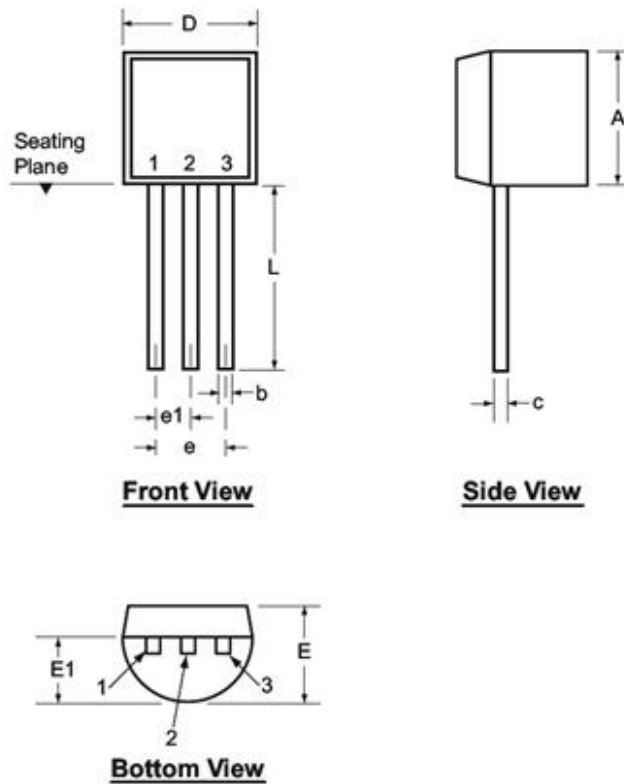
Symbol	A	b	b1	C	D	D1	E	E1	e	e1	H	L	
Dimensions (mm)	MIN	1.40	0.44	0.36	0.35	4.40	1.62	2.29	2.00†	1.50	3.00	3.94	0.73†
	NOM	-	-	-	-	-	-	-	-	BSC	BSC	-	-
	MAX	1.60	0.56	0.48	0.44	4.60	1.83	2.60	2.29	-	-	4.25	1.20

JEDEC Registration TO-243, Variation AA, Issue C, July 1980.

† This dimension differs from the JEDEC drawing

Drawings not to scale.

3-Lead TO-92 Package Outline (L/LL/N3)



Note: For the most current package drawings, see the Microchip Packaging Specification at www.microchip.com/packaging.

Symbol		A	b	c	D	E	E1	e	e1	L
Dimensions (inches)	MIN	.170	.014 [†]	.014 [†]	.175	.125	.080	.095	.045	.500
	NOM	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	MAX	.210	.022 [†]	.022 [†]	.205	.165	.105	.105	.055	.610*

JEDEC Registration TO-92.

* This dimension is not specified in the JEDEC drawing.

† This dimension differs from the JEDEC drawing.

Drawings not to scale.

APPENDIX A: REVISION HISTORY

Revision B (November 2017)

The following is the list of modifications:

1. Updated [Figure 3-2](#).
2. Various typographical edits.

Revision A (June 2015)

- Original Release of this Document.

LR8

PRODUCT IDENTIFICATION SYSTEM

To order or obtain information, e.g., on pricing or delivery, refer to the factory or the listed sales office.

PART NO.	XX	-	X	-	X
Device	Package Options		Environmental		Media Type
Device:	LR8	=	High-Input Voltage, Adjustable, 3-Terminal, Linear Regulator		
Package:	N3	=	TO-92		
	K4	=	TO-252 (D-PAK)		
	N8	=	TO-243AA (SOT-89)		
Environmental	G	=	Lead (Pb)-free/ROHS-compliant package		
Media Type:	(blank)	=	1000/Bag for N3 packages		
		=	2000/Reel for K4 packages		
		=	2000/Reel for N8 packages		
	P003	=	2000/Reel for N3 package		

Examples:		
a)	LR8N3-G	TO-92 package, 1000/bag
b)	LR8N3-G-P003:	TO-92 package, 2000/reel.
c)	LR8K4-G	TO-252 package, 2000/reel
d)	LR8N8-G	TO-243AA package, 2000/reel

Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:

- Microchip products meet the specification contained in their [particular Microchip Data Sheet](#).
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break Microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is provided only for your convenience and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. MICROCHIP MAKES NO REPRESENTATIONS OR WARRANTIES OF ANY KIND WHETHER EXPRESS OR IMPLIED, WRITTEN OR ORAL, STATUTORY OR OTHERWISE, RELATED TO THE INFORMATION, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ITS CONDITION, QUALITY, PERFORMANCE, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR PURPOSE. Microchip disclaims all liability arising from this information and its use. Use of Microchip devices in life support and/or safety applications is entirely at the buyer's risk, and the buyer agrees to defend, indemnify and hold harmless Microchip from any and all damages, claims, suits, or expenses resulting from such use. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any Microchip intellectual property rights unless otherwise stated.

Microchip received ISO/TS-16949:2009 certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona; Gresham, Oregon and design centers in California and India. The Company's quality system processes and procedures are for its PIC[®]MCUs and dsPIC[®]DSCs, KEE[®]Lo[®] code hopping devices, Serial EEPROMs, [Microcontrollers](#), nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
= ISO/TS 16949 =**

Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, [AnyRate](#), AVR, AVR logo, AVR Freaks, [BeaconThings](#), [BitCloud](#), [CryptoMemory](#), [CryptoRF](#), [dsPIC](#), [FlashFlex](#), [flexPWR](#), [Heldo](#), [JukeBox](#), [KEELOQ](#), [KEELOQ](#) logo, [Kleer](#), [LANCheck](#), LINK MD, [maxStylus](#), [maxTouch](#), [MediaLB](#), [megaAVR](#), MOST, MOST logo, MPLAB, [QTouch](#), [PIC](#), [picoPower](#), PICSTART, PIC32 logo, [Prochip Designer](#), [QTouch](#), [RightTouch](#), SAM-BA, [SpyNIC](#), SST, SST Logo, [SuperFlash](#), [tinyAVR](#), UNI/O, and XMEGA are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

[ClockWorks](#), The Embedded Control Solutions Company, [EtherSynch](#), Hyper Speed Control, [HyperLightLoad](#), [IntelliMQS](#), [mTouch](#), Precision Edge, and Quiet-Wire are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. Adjacent Key Suppression, AKS, Analog-for-the-Digital Age, Any Capacitor, [AnyIn](#), [AnyOut](#), [BodyCom](#), [chipKIT](#), [chipKIT](#) logo, [CodeGuard](#), [CryptoAuthentication](#), [CryptoCompanion](#), [CryptoController](#), [dsPICDEM](#), [dsPICDEM.net](#), Dynamic Average Matching, DAM, ECAN, [EtherGREEN](#), In-Circuit Serial Programming, ICSP, Inter-Chip Connectivity, [JitterBlocker](#), [KleerNet](#), [KleerNet](#) logo, [Mindi](#), [MMA](#), [motorBench](#), MPASM, MPF, MPLAB Certified logo, MPLIB, MPLINK, [MultiTRAK](#), [NetDetach](#), Omniscient Code Generation, PICDEM, PICDEM.net, [PICkit](#), [PICtail](#), [PureSilicon](#), [QMatrix](#), [RightTouch](#) logo, REAL ICE, Ripple Blocker, SAM-ICE, Serial Quad I/O, SMART-I.S., SQI, [SuperSwitcher](#), [SuperSwitcher II](#), Total Endurance, TSHARC, [USBCheck](#), [VarSense](#), [ViewSpan](#), [WireLock](#), Wireless DNA, and ZENA are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

SQTP is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Silicon Storage Technology is a registered trademark of Microchip Technology Inc. in other countries.

[GeatC](#) is a registered trademark of Microchip Technology Germany II GmbH & Co. KG, a subsidiary of Microchip Technology Inc., in other countries.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2015-2017, Microchip Technology Incorporated, All Rights Reserved.

ISBN: 978-1-5224-2321-8



Worldwide Sales and Service

AMERICAS

Corporate Office
 2355 West Chandler Blvd.
 Chandler, AZ 85224-6199
 Tel: 480-792-7200
 Fax: 480-792-7277
 Technical Support:
<http://www.microchip.com/support>
 Web Address:
www.microchip.com

Atlanta

Duluth, GA
 Tel: 678-957-9614
 Fax: 678-957-1455

Austin, TX

Tel: 512-257-3370

Boston

Westborough, MA
 Tel: 774-760-0087
 Fax: 774-760-0088

Chicago

Itasca, IL
 Tel: 630-285-0071
 Fax: 630-285-0075

Dallas

Addison, TX
 Tel: 972-818-7423
 Fax: 972-818-2924

Detroit

~~Novi, MI~~
 Tel: 248-848-4000

Houston, TX

Tel: 281-894-5983

Indianapolis

Noblesville, IN
 Tel: 317-773-8323
 Fax: 317-773-5453
 Tel: 317-536-2380

Los Angeles

~~Mississipp, Viejo, CA~~
 Tel: 949-462-9523
 Fax: 949-462-9608
 Tel: 951-273-7800

Raleigh, NC

Tel: 919-844-7510

New York, NY

Tel: 631-435-6000

San Jose, CA

Tel: 408-735-9110
 Tel: 408-436-4270

ASIA/PACIFIC

Australia - Sydney
 Tel: 61-2-9868-6733

China - Beijing
 Tel: 86-10-8569-7000

China - Chengdu
 Tel: 86-28-8665-5511

China - Chongqing
 Tel: 86-23-8960-9588

China - Dongguan
 Tel: 86-769-8702-9880

China - Guangzhou
 Tel: 86-20-8755-8029

China - Hangzhou
 Tel: 86-571-8792-8115

China - Hong Kong SAR
 Tel: 852-2943-5100

China - Nanjing
 Tel: 86-25-8473-2460

China - Qingdao
 Tel: 86-532-8502-7355

China - Shanghai
 Tel: 86-21-3326-8000

China - Shenyang
 Tel: 86-24-2334-2829

China - Shenzhen
 Tel: 86-755-8864-2200

China - Suzhou
 Tel: 86-186-6233-1526

China - Wuhan
 Tel: 86-27-5980-5300

China - Xian
 Tel: 86-29-8833-7252

China - Xiamen
 Tel: 86-592-2388138

China - Zhuhai
 Tel: 86-756-3210040

ASIA/PACIFIC

India - Bangalore
 Tel: 91-80-3090-4444

India - New Delhi
 Tel: 91-11-4160-8631

India - Pune
 Tel: 91-20-4121-0141

Japan - Osaka
 Tel: 81-6-6152-7160

~~Japan - Tokyo~~
 Tel: 81-3-6880-3770

Korea - Daegu
 Tel: 82-53-744-4301

Korea - Seoul
 Tel: 82-2-554-7200

Malaysia - Kuala Lumpur
 Tel: 60-3-7651-7906

Malaysia - Penang
 Tel: 60-4-227-8870

Philippines - Manila
 Tel: 63-2-634-9065

Singapore
 Tel: 65-6334-8870

Taiwan - Hsin Chu
 Tel: 886-3-577-8366

Taiwan - Kaohsiung
 Tel: 886-7-213-7830

Taiwan - Taipei
 Tel: 886-2-2508-8600

Thailand - Bangkok
 Tel: 66-2-694-1351

Vietnam - Ho Chi Minh
 Tel: 84-28-5448-2100

EUROPE

Austria - Wels
 Tel: 43-7242-2244-39
 Fax: 43-7242-2244-393

Denmark - Copenhagen
 Tel: 45-4450-2828
 Fax: 45-4485-2829

Finland - Espoo
 Tel: 358-9-4520-820

France - Paris
 Tel: 33-1-69-53-63-20
 Fax: 33-1-69-30-90-79

Germany - Garching
 Tel: 49-8931-9700

Germany - Haan
 Tel: 49-2129-3766400

Germany - Heilbronn
 Tel: 49-7131-67-3636

Germany - Karlsruhe
 Tel: 49-721-625370

Germany - Munich
 Tel: 49-89-627-144-0
 Fax: 49-89-627-144-44

Germany - Rosenheim
 Tel: 49-8031-354-560

Israel - Ra'anana
 Tel: 972-9-744-7705

Italy - Milan
 Tel: 39-0331-742611
 Fax: 39-0331-466781

Italy - Padova
 Tel: 39-049-7625286

Netherlands - Dordrecht
 Tel: 31-416-690399
 Fax: 31-416-690340

Norway - Trondheim
 Tel: 47-7289-7561

Poland - Warsaw
 Tel: 48-22-3325737

Romania - Bucharest
 Tel: 40-21-407-87-50

Spain - Madrid
 Tel: 34-91-708-08-90
 Fax: 34-91-708-08-91

Sweden - Gothenburg
 Tel: 46-31-704-60-40

Sweden - Stockholm
 Tel: 46-8-5090-4654

UK - Wokingham
 Tel: 44-118-921-5800

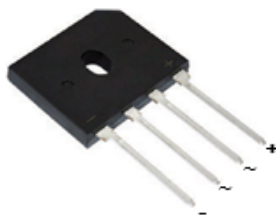


GBU6A, GBU6B, GBU6D, GBU6G, GBU6J, GBU6K, GBU6M

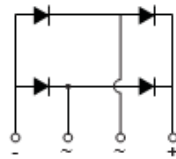
www.vishay.com

Vishay General Semiconductor

Glass Passivated Single-Phase Bridge Rectifier



Case Style GBU



Case Style GBU

FEATURES

- UL recognition file number E54214
- Ideal for printed circuit boards
- High surge current capability
- High case dielectric strength of 1500 V_{RMS}
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc/99912



RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE

LINKS TO ADDITIONAL RESOURCES



3D Models

TYPICAL APPLICATIONS

General purpose use in AC/DC bridge full wave rectification for monitor, TV, printer, switching mode power supply, adapter, audio equipment, and home appliances applications.

MECHANICAL DATA

Case: GBU

Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade
Base P/N-M3 - halogen-free, RoHS-compliant, and commercial grade

Terminals: matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102

E3 and M3 suffix meet JESD 201 class 1A whisker test

Polarity: as marked on body

Mounting Torque: 10 cm·kg (8.8 inches·lbs) max.

Recommended Torque: 5.7 cm·kg (5 inches·lbs)

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	6.0 A
V_{RRM}	50 V, 100 V, 200 V, 400 V, 600 V, 800 V, 1000 V
I_{FSM}	175 A
I_R	5 μ A
V_F at $I_F = 6.0$ A	1.0 V
T_J max.	150 °C
Package	GBU
Circuit configuration	In-line

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)									
PARAMETER	SYMBOL	GBU6A	GBU6B	GBU6D	GBU6G	GBU6J	GBU6K	GBU6M	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum average forward rectified output current at (fig. 1)	$I_{F(AV)}$	$T_C = 90$ °C ⁽¹⁾							A
		$T_A = 40$ °C ⁽²⁾							
Peak forward surge current single sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	175							A
Rating for fusing ($t < 8.3$ ms)	I^2t	127							A ² s
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}	-55 to +150							°C

Notes

⁽¹⁾ Unit case mounted on aluminum plate heatsink

⁽²⁾ Units mounted on PCB with 0.5" x 0.5" (12 mm x 12 mm) copper pads and 0.375" (9.5 mm) lead length



GBU6A, GBU6B, GBU6D, GBU6G, GBU6J, GBU6K, GBU6M

www.vishay.com

Vishay General Semiconductor

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)										
PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	GBU6A	GBU6B	GBU6D	GBU6G	GBU6J	GBU6K	GBU6M	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage drop per diode	6.0 A	V_F				1.0				V
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage per diode	$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	I_R				5.0				μA
	$T_A = 125\text{ }^\circ\text{C}$					500				
Typical junction capacitance per diode	4 V, 1 MHz	C_J				68				pF

THERMAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)										
PARAMETER	SYMBOL	GBU6A	GBU6B	GBU6D	GBU6G	GBU6J	GBU6K	GBU6M	UNIT	
Typical thermal resistance	$R_{\theta JA}^{(2)}$				20				$^\circ\text{C/W}$	
	$R_{\theta JC}^{(1)(3)}$				2.5					

Notes

- (1) Units case mounted on aluminum plate heatsink
- (2) Units mounted in free air, no heatsink on PCB, 0.5" x 0.5" (12 mm x 12 mm) copper pads, 0.375" (9.5 mm) lead length
- (3) Recommended mounting position is to bolt down on heatsink with silicone thermal compound for maximum heat transfer with #6 screws

ORDERING INFORMATION				
PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PREFERRED PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE
GBU6J-E3/45	3.857	45	20	Tube
GBU6J-E3/51	3.857	51	250	Paper tray
GBU6J-M3/45	3.857	45	20	Tube
GBU6J-M3/51	3.857	51	250	Paper tray

RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

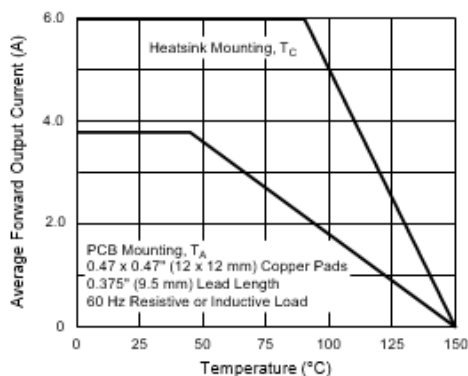


Fig. 1 - Derating Curve Output Rectified Current

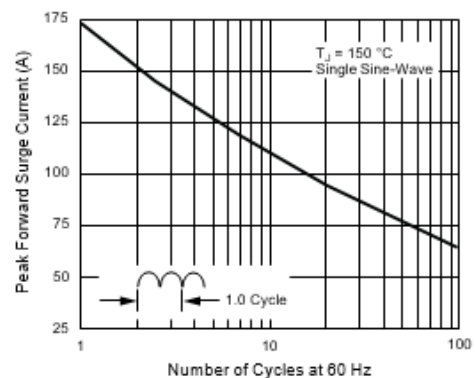


Fig. 2 - Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current Per Diode

VISHAY GBU6A, GBU6B, GBU6D, GBU6G, GBU6J, GBU6K, GBU6M
www.vishay.com Vishay General Semiconductor

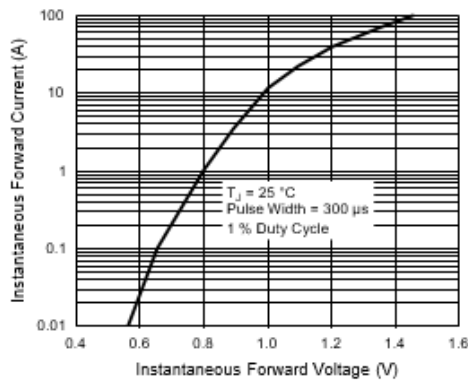


Fig. 3 - Typical Forward Characteristics Per Diode

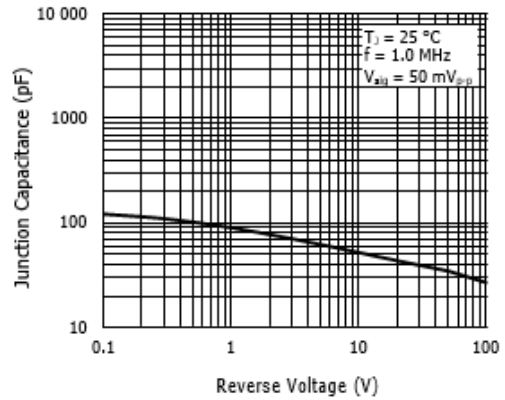


Fig. 5 - Typical Junction Capacitance Per Diode

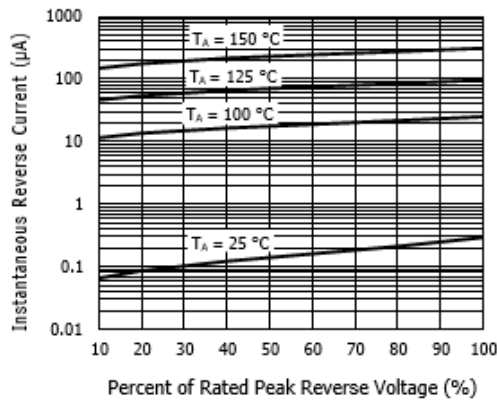


Fig. 4 - Typical Reverse Leakage Characteristics Per Diode

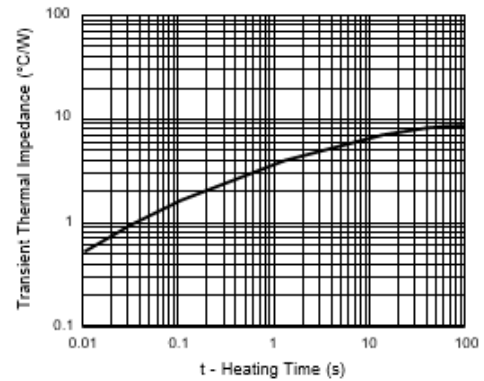
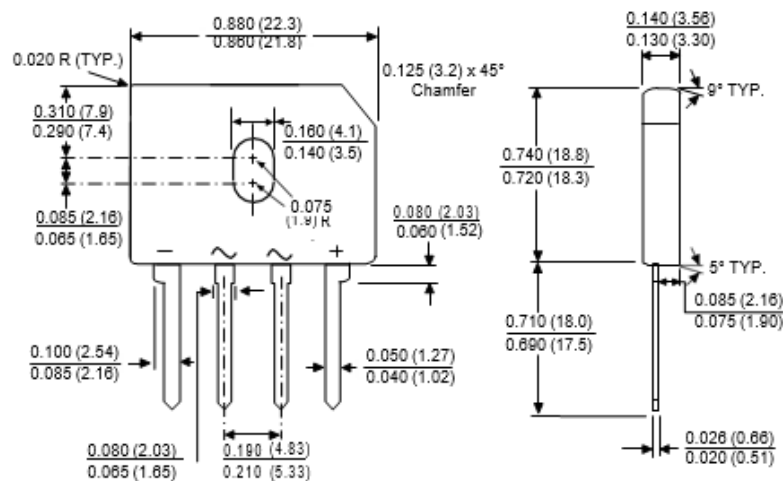


Fig. 6 - Typical Transient Thermal Impedance

PACKAGE OUTLINE DIMENSIONS in inches (millimeters)

Case Type GBU





Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

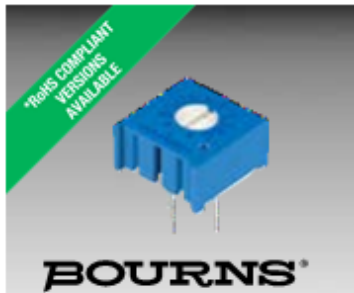
Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and / or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Hyperlinks included in this datasheet may direct users to third-party websites. These links are provided as a convenience and for informational purposes only. Inclusion of these hyperlinks does not constitute an endorsement or an approval by Vishay of any of the products, services or opinions of the corporation, organization or individual associated with the third-party website. Vishay disclaims any and all liability and bears no responsibility for the accuracy, legality or content of the third-party website or for that of subsequent links.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.



Electrical Characteristics

Standard Resistance Range 10 ohms to 2 megohms
(see standard resistance table)
Resistance Tolerance $\pm 10\%$ std.
(tighter tolerance available)
Absolute Minimum Resistance 2 ohms max.
Contact Resistance Variation 2 % or 3 ohms max.
(whichever is greater)
Adjustability
Voltage Divider $\pm 0.05\%$
Rheostat $\pm 0.15\%$
Resolution Infinite
Insulation Resistance 500 vdc.
1,000 megohms min.
Dielectric Strength
Sea Level 900 vac
70,000 Feet 350 vac
Adjustment Angle 280° nom.

Environmental Characteristics

Power Rating (300 volts max.)
85 °C 0.5 watt
125 °C 0 watt
Temperature Range -55 °C to +125 °C
Temperature Coefficient ... ± 100 ppm/°C
Seal Test 85 °C Fluorinert†
Humidity MIL-STD-202 Method 103
96 hours
(2 % Δ TR, 10 Megohms min.)
Vibration 30 G (1 % Δ TR; 1 % Δ VR)
Shock 100 G (1 % Δ IR; 1 % Δ VR)
Load Life.. 1,000 hours 0.5 watt @ 70 °C
 Δ TR: 3 % or 3 ohms,
whichever is greater, CRV)
Rotational Life 200 cycles
(4 % Δ TR; 3 % or 3 ohms,
whichever is greater, CRV)

Physical Characteristics

Mechanical Angle 310° nom.
Torque 5.0 oz-in. max.
Stop Strength 15.0 oz-in. min.
Terminals Solderable pins
Weight 0.03 oz.
Marking Manufacturer's
trademark, resistance code,
wiring diagram, date code,
manufacturer's model
number and style
Flammability U.L. 94V-0
Standard Packaging 50 pcs. per tube
Wiper 50 % (Actual TR) $\pm 10\%$
Adjustment Tool H-90



WARNING
Cancer and Reproductive Harm
www.P65Warnings.ca.gov

Specifications are subject to change without notice. Users should verify actual device performance in their specific applications. The products described herein and this document are subject to specific legal disclaimers as set forth on the last page of this document, and at www.bourns.com/docs/legal/disclaimer.pdf.

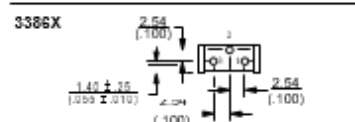
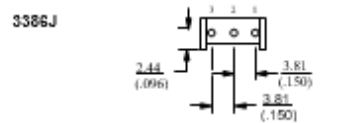
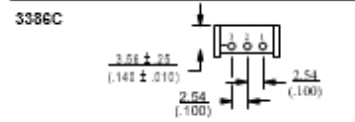
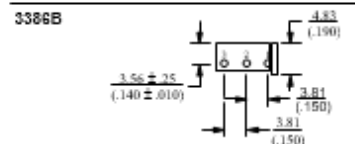
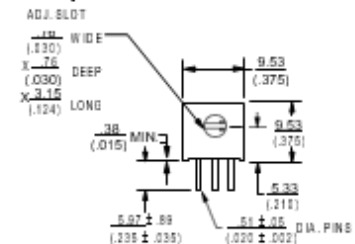
Features

- Single Turn / Cermet / Industrial / Sealed
- Available on tape and reel
- Available with a knob for finger adjust
- Available with extended shaft
- Available with cross-slot rotor
- Top and side adjust types (F, P, H, W, X most popular)
- RoHS compliant* version available
- For trimmer applications/processing guidelines, [click here](#)

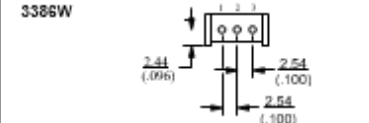
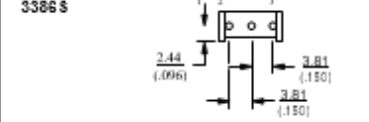
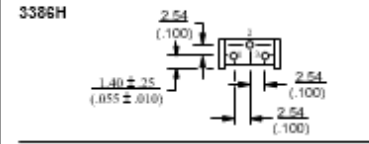
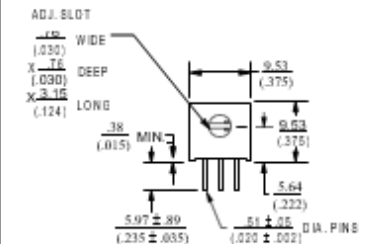
3386 - 378 Square Trimpot® Trimming Potentiometer

Product Dimensions

Common Dimensions
Side Adjust Models B,C,J,X



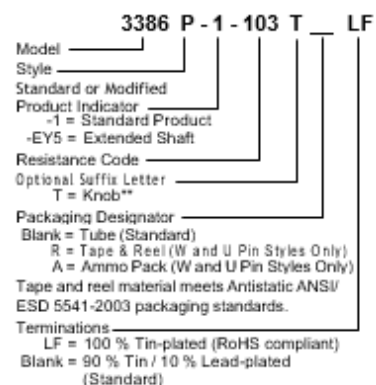
Common Dimensions
Side Adjust Models H,S,W



DIMENSIONS: MM

TOLERANCES: ± 0.25 (0.010) EXCEPT WHERE NOTED

How To Order



Terminations
LF = 100 % Tin-plated (RoHS compliant)
Blank = 90 % Tin / 10 % Lead-plated (Standard)
**Knob option is available only in standard tube packaging. Not recommended for side load applications. Consult factory for other available options.

†"Fluorinert" is a registered trademark of 3M Co.
"Trimpot" is a trademark of Bourns, Inc.

Standard Resistance Table

Resistance (Ohms)	Resistance Code
10	100
20	200
50	500
100	101
200	201
500	501
1,000	102
2,000	202
5,000	502
10,000	103
20,000	203
25,000	253
50,000	503
100,000	104
200,000	204
250,000	254
500,000	504
1,000,000	105
2,000,000	205

Popular distribution resistance values listed in boldface. Special resistances available.

*RoHS Directive 2015/863, Mar. 31, 2015 and Annex

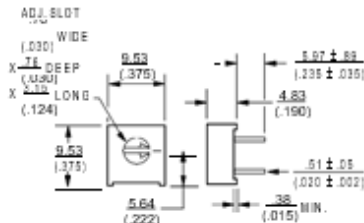
3386 - 3/8" Square Trimpot® Trimming Potentiometer

BOURNS®

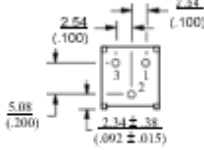
Product Dimensions

Common Dimensions

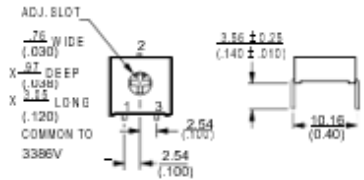
Top Adjust Models F,G,K,P,R,U,V,Y



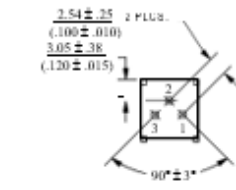
3386F



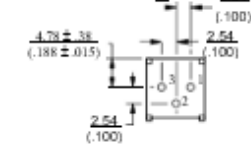
3386G



3386K



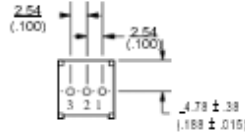
3386P



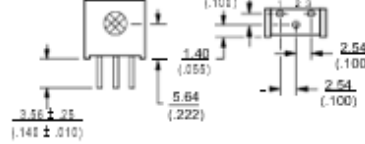
3386R



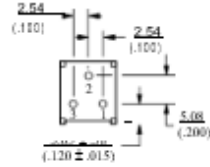
3386U



3386V

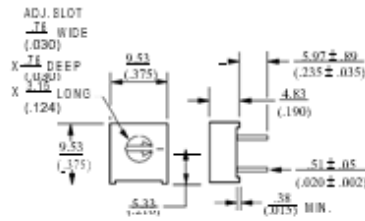


3386Y

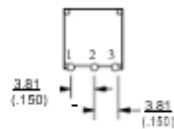


Common Dimensions

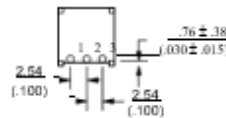
Top Adjust Models M,T



3386M

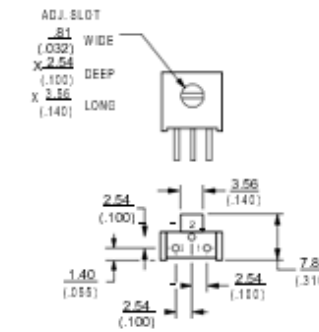


3386T

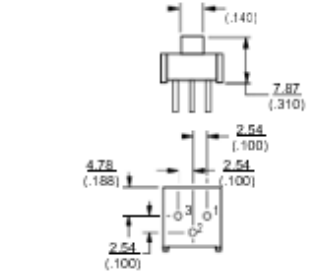


3386H-EY5

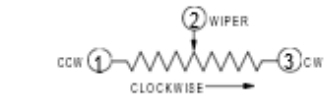
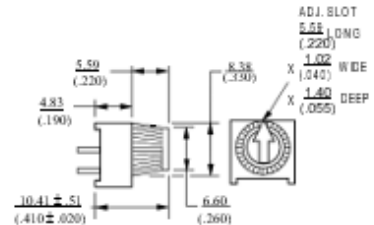
3386X-EY5 - SHOWN



3386P-EY5



The Model 3386 is available with a knob for finger adjustment. Add suffix letter "T" to order code for F, P and X terminal styles.



DIMENSIONS: $\frac{\text{MM}}{\text{(INCHES)}}$
 TOLERANCES: $\pm \frac{0.25}{(.010)}$ EXCEPT WHERE NOTED

Specifications are subject to change without notice. Users should verify actual device performance in their specific applications.

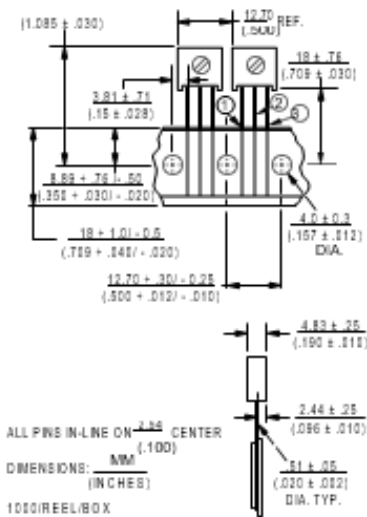
The products described herein and this document are subject to specific legal disclaimers as set forth on the last page of this document, and at www.bourns.com/docs/legal/disclaimer.pdf.

3386 - 3/8" Square Trimpot® Trimming Potentiometer

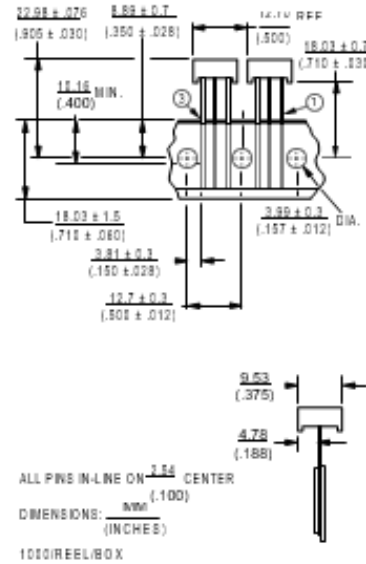
BOURNS®

Packaging Specifications

**SIDE ADJUST
3386W-1**



**TOP ADJUST
3386U-1**



Meets EIA Specification 468.

DIMENSIONS: $\frac{MM}{(INCHES)}$

BOURNS®

Asia-Pacific: Tel: +886-2 2562-4117 • Email: asiacus@bourns.com
Europe: Tel: +36 88 885 877 • Email: eurocus@bourns.com
The Americas: Tel: +1-951 781-5500 • Email: americus@bourns.com
www.bourns.com

REV. 08/19

"Trimpot" is a registered trademark of Bourns, Inc.
 Specifications are subject to change without notice.
 Users should verify actual device performance in their specific applications.

The products described herein and this document are subject to specific legal disclaimers as set forth on the last page of this document, and at www.bourns.com/docs/legaldisclaimer.pdf.

Legal Disclaimer Notice

BOURNS®

This legal disclaimer applies to purchasers and users of Bourns® products manufactured by or on behalf of Bourns, Inc. and its affiliates (collectively, "Bourns").

Unless otherwise expressly indicated in writing, Bourns® products and data sheets relating thereto are subject to change and complete before placing orders for Bourns® products.

The characteristics and parameters of a Bourns® product set forth in its data sheet are based on laboratory conditions, and statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Bourns' knowledge of typical requirements in generic applications. The characteristics and parameters of a Bourns® product with other components in a system are not guaranteed. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in personal injury, death, or significant property damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant financial loss. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant reputational damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant environmental damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant regulatory damage. Bourns® products are not intended for use in applications where the failure of the product could result in significant legal damage.

Web Page: <http://www.bourns.com/legal/disclaimers-terms-and-policies>

PDF: <http://www.bourns.com/docs/Legal/disclaimer.pdf>

FD5-120

Description:

The FD5-120 Quick Pack small power transformer offers a significant reduction in size and weight over a standard transformer. This transformer can be used for a wide variety of applications. It is bobbin wound for reduced size and small operating space.

Electrical Specifications (@25C);

Maximum Power: 12.0VA

Input Voltage:

Series: 230VAC@50/60Hz

Parallel: 115VAC@50/60Hz

Output Voltage: 120VCT@.1A

Hipot: 2500VAC primary to secondary; 1500VAC windings to core.

Construction:

Split bobbin non concentric winding eliminates costly electrostatic shielding. Termination is suitable for quick connects or soldering. Built with UL Class B Insulation System.

Safety:

UL: File E53148, UL 5085-1 and 2 (formerly UL 506), General Purpose.

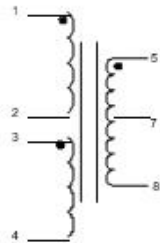


Dimensions:

A	B	C	D	E	F	G
1.625	2.375	2.812	1.375	1.937	.187 Dia	.812

- Notes:**
- Units: inches.
 - Terminal size: .187" X 0.021".
 - Weight: .70 lbs

Schematic:



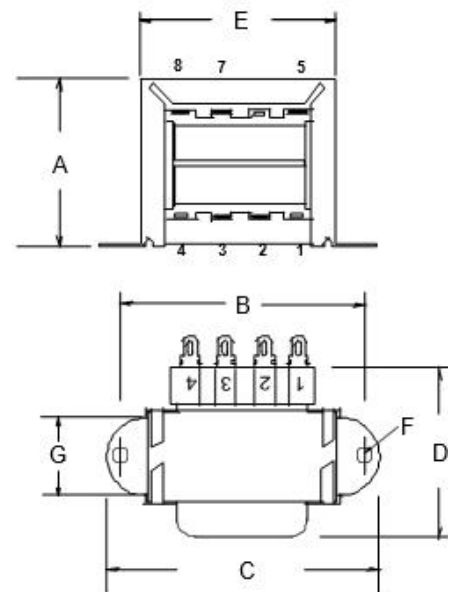
Input (115V): Input 1 & 2
Connect 1&3, 2&4

Input (230V): Input 1 & 4
Connect 2&3

Output: 5 & 8

RoHS Compliance: As of manufacturing date February 2016, all standard products meet the requirements of 2015/863/EU, known as the RoHS 3 initiative.

* Upon printing, this document is considered "uncontrolled". Please contact Triad Magnetics' website for the most current version.



Web: www.TriadMagnetics.com
 Phone 951-277-0757
 Fax 951-277-2757

460 Harley Knox Blvd.
 Perris, California 92571

Publish Date: May 29, 2019

9. BIBLIOGRAFÍA

1. Rui Guo, Zechun Ren, Xin Jia, Hongjie Bi, Haiying Yang, Tong Ji, Min Xu, and Liping Cai, *Preparation and Characterization of 3D Printed PLA-Based Conductive Composites Using Carbonaceous Fillers by Masterbatch Melting Method*. *Polymers*, 2019. 11, 1589: p. 1-17.
2. Zhu, Y., S. Murali, W. Cai, X. Li, J.W. Suk, J.R. Potts, and R.S. Ruoff, Graphene and graphene oxide: Synthesis, properties, and applications. *Advanced Materials*, 2010. 22(35): p. 3906-3924.
3. Bolotin, K.I., K.J. Sikes, Z. Jiang, M. Klima, G. Fudenberg, J. Hone, P. Kim, and H.L. Stormer, Ultrahigh electron mobility in suspended graphene. *Solid State Communications*, 2008. 146(9-10): p. 351-355.
4. Chen, H., M.B. Mueller, K.J. Gilmore, G.G. Wallace, and D. Li, Mechanically strong, electrically conductive, and biocompatible graphene paper. *Advanced Materials*, 2008. 20(18): p. 3557-+.
5. Stankovich, S., D.A. Dikin, G.H.B. Dommett, K.M. Kohlhaas, E.J. Zimney, E.A. Stach, R.D. Piner, S.T. Nguyen, and R.S. Ruoff, Graphene-based composite materials. *Nature*, 2006. 442(7100): p. 282-286.
6. <https://www.analog.com/en/technical-articles/signal-conditioning-for-high-impedance-sensors.html> 6. "Compensate Transimpedance Amplifiers Intuitively".
7. <https://www.ti.com/lit/an/sboa055a/sboa055a.pdf>
8. "Transimpedance Considerations for High-Speed Amplifiers"
9. <https://www.ti.com/lit/an/sboa122/sboa122.pdf?ts=1647513279172>
10. "NOISE ANALYSIS OF FET TRANSIMPEDANCE AMPLIFIERS"
11. https://www.ti.com/lit/an/sboa060/sboa060.pdf?ts=1647505719570&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
12. *Low Level Measurements Handbook - 7th Edition*. Precision DC Current, Voltage, and Resistance Measurements.
13. Keithley-tektronix.
14. Notas sobre el interés de determinar las características eléctricas de composites basados en grafeno.
15. Vincent DeStefano, Salaar Khan*, Alonzo Tabada. *Applications of PLA in modern medicine*. Department of Biomedical Engineering, Stony Brook University, Stony Brook, NY 11794, USA.
16. M.S. Singhvi, S.S. Zinjarde and D.V. Gokhale. *Polylactic acid: synthesis and biomedical applications*. *Journal of Applied Microbiology* ISSN 1364-5072. 16 April, 2019.
17. Eda Hazal, Tümerand Husnu and Yildirim Erbil. *Extrusion-Based 3D Printing Applications of PLA Composites: A Review*. *Coatings*, 2021.
18. P. Noorunnisa Khanam, Deepalekshmi Ponnamma and M.A. AL-Madeed. *Electrical Properties of Graphene Polymer Nanocomposites*. Springer International Publishing Switzerland 2015.

19. N. Vidakis, M. Petousis, K. Savvakis, A. Maniadi and E. Koudoumas. *A comprehensive investigation of the mechanical behavior and the dielectrics of pure polylactic acid (PLA) and PLA with graphene (GnP) in fused deposition modeling (FDM)*. International Journal of Plastics Technology (December 2019) 23(2):195–206.
20. Sandeep Nath Tripathi, Parveen Saini, Deeksha Gupta and Veena Choudhary. *Electrical and mechanical properties of PMMA/reduced graphene oxide nanocomposites prepared via in situ polymerization*. Springer Science+Business Media New York, 2013.
21. Pedro Díaz Hernández. *Guía docente. Fuentes de alimentación reguladas*. UPCT 2007.