

**Diseño y simulación de una interfaz para adecuar los niveles de tensión y corriente  
provenientes de un transductor a un medidor de energía eléctrica**

**Fabian Leonardo Galindo Tutira**

**Trabajo de Grado para Optar al Título de Ingeniero Electrónico**

**Director**

**Jaime Guillermo Barrero Perez**

**Msc. Potencia eléctrica**

**Universidad Industrial de Santander**

**Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas**

**Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones**

**Bucaramanga**

**2018**

### **Dedicatoria**

En primer lugar, Gracias Dios por permitirme cumplir con esta meta en mi vida, por darme fe y fortaleza para seguir en los momentos de inconveniencia y adversidad.

Mis más sinceros agradecimientos a mi padre Leonidas Galindo Oviedo Quien siempre me ha estado apoyando incondicionalmente durante todo el proceso.

A mi Familia que de una u otra manera me brindaron apoyo y confianza.

A mis compañeros y amigos quienes contribuyeron con su experiencia y dedicación, por no desfallecer en las dificultades que se presentaron y por la responsabilidad para así culminar con éxito este logro en común.

Fabian Leonardo Galindo Tutira

## Contenido

	<b>Pág.</b>
Introducción .....	18
1. Objetivos .....	20
1.1 Objetivo General .....	20
1.2 Objetivos Específicos.....	20
1.3 Alcances .....	21
2. Estudio preliminar.....	21
2.1 Transformador de tensión electrónico. ....	21
2.2 Transformador de corriente electrónico.....	22
2.3 Sensores Altea.....	22
2.3.1 Descripción pines de salida sensor Altea.....	23
2.3.2 Clase de precisión para los sensores Altea .....	24
2.4 Convertidor trifásico de corriente y/o voltaje de Altea.....	25
2.4.1 Descripción pines de entrada convertidor trifásico de corriente y/o voltaje de Altea .....	27
2.5 Medidor de energía del fabricante Itron.....	29
2.5.1 Especificaciones de conexión del medidor .....	30
3. Amplificador de tensión.....	31
3.1 Amplificadores de tensión y de corriente del fabricante Apex Microtechnology. ....	31
3.2 Amplificador de tensión PA340CC del fabricante Apex.....	33

3.3 Presentación y descripción de pines del amplificador de tensión PA340CC del fabricante Apex .....	34
3.4 Amplificador de Instrumentación para adecuar los niveles de tensión.....	35
3.5 Amplificador no inversor .....	37
3.6 Amplificador clase AB .....	39
3.7 Amplificador clase B realimentado. ....	41
4. Amplificador de transconductancia. ....	43
4.2 Fuente tensión controlada por corriente con OPA541 .....	45
4.3 Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador. ....	48
4.3.1 Amplificador de instrumentación para adecuar los niveles de corriente .....	51
4.3.2 Seguidor de tensión.....	53
4.4 Resultado final amplificador de transconductancia. ....	54
5. Resultados.....	55
5.1 Prueba de ganancia a baja tensión. ....	56
5.2 Prueba a tensión de mínimo funcionamiento para el medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 10[VA]. ....	60
5.3 Prueba de tensión de salida máxima con una carga por fase de 10 [VA]. ....	63
5.4 Prueba ancho de banda amplificador de tensión.....	67
5.5 Prueba de corriente nominal para el funcionamiento del medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 1 [VA].....	68
5.6 Prueba de corriente máxima para el funcionamiento del medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 1 [VA].....	71

---

5.7 Prueba ancho de banda amplificador de transconductancia. ....	74
6. Observaciones y mejoras futuras .....	75
7. Conclusiones.....	76
Referencias bibliográficas.....	78
Apéndices.....	79

### Lista de Figuras

	<b>Pág.</b>
<i>Figura 1.</i> Parámetros amplificador de tensión y amplificador de transconductancia.....	19
<i>Figura 2.</i> Esquema general trifásico para el monitoreo de la red. ....	19
<i>Figura 3.</i> Pines de salida del sensor Altea para el Transformador de tensión y el transformador de corriente.....	24
<i>Figura 4.</i> Distribución de pines por fase para el convertidor trifásico de Altea.....	28
<i>Figura 5.</i> Forma de conexión de tensión no diferencial del convertidor trifásico al medidor de energía.....	28
<i>Figura 6.</i> Forma de conexión de corriente no diferencial del convertidor trifásico al medidor de energía.....	29
<i>Figura 7.</i> Matriz para los amplificadores de alta Tensión del fabricante Apex. ....	32
<i>Figura 8.</i> Pines del amplificador de tensión PA340CC.....	34
<i>Figura 9.</i> Configuración amplificador de instrumentación con ganancia $K_v=4[V/V]$ .....	36
<i>Figura 10.</i> Amplificador de tensión completo con ganancia $K_v=28 [V/V]$ .....	37
<i>Figura 11.</i> Corriente máxima suministrada por el amplificador de tensión Pa340cc para una tensión de entrada diferencial $v_{id}=\pm 3.57 [V]$ con una carga $R_{load}= 500 [\Omega]$ .....	38
<i>Figura 12.</i> Amplificador clase AB con diodos polarizados. ....	39
<i>Figura 13.</i> Corriente a la salida con la etapa de transistores complementarios para una tensión de entrada diferencial $v_{id}=\pm 2.91 [V]$ con una carga $R_{load}= 333.33 [\Omega]$ .....	40

<i>Figura 14.</i> Amplificador clase B realimentado .....	41
<i>Figura 15.</i> Amplificador de tensión con ganancia de tensión $k_v=28$ [V/V] con etapa de amplificación de corriente clase B realimentado. ....	42
<i>Figura 16.</i> Resultados simulación amplificador de tensión clase B realimentado, Tensión de salida y corriente de salida con una tensión de entrada $v_{id}=\pm 2.91$ [V] para una carga $R_{load}=333.33$ [ $\Omega$ ]. ....	43
<i>Figura 17.</i> Matriz para los amplificadores de alta corriente del fabricante Apex. ....	44
<i>Figura 18.</i> Conexión de dos amplificadores OPA541 en paralelo. ....	46
<i>Figura 19.</i> Fuente de corriente controlada por tensión con OPA541. ....	47
<i>Figura 20.</i> Resultados simulación fuente de corriente controlada por tensión con OPA541 para una entrada de tensión $v_{in}=\pm 5.65$ [V] con una carga de $10$ [m $\Omega$ ]. ....	48
<i>Figura 21.</i> Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador. ....	50
<i>Figura 22.</i> Resultados simulación Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador con una tensión de entrada $v_{in}=\pm 5.65$ [V] con una carga de $10$ [m $\Omega$ ]. ....	51
<i>Figura 23.</i> Amplificador de instrumentación Con ganancia $K_v=2$ [V/V]. ....	52
<i>Figura 24.</i> Amplificador de transconductancia final. ....	54
<i>Figura 25.</i> Prototipo final amplificador de tensión. ....	55
<i>Figura 26.</i> Arreglo para generar las 2 señales senoidales desfasadas $180^\circ$ entre sí. ....	56
<i>Figura 27.</i> Resultados tensión de entrada diferencial para el amplificador de tensión. ....	57
<i>Figura 28.</i> Resultados experimentales Tensión de salida amplificador diferencial con una ganancia $K_v=4$ [V/V] para el prototipo implementado. ....	57

<i>Figura 29.</i> Resultados experimentales Tensión de salida amplificador no inversor PA340cc para el prototipo implementado. ....	58
<i>Figura 30.</i> Resultados experimentales Tensión de salida final realimentada para el prototipo implementado.....	58
<i>Figura 31.</i> Resultados para cada etapa del amplificador de tensión obtenida por la herramienta de simulación. ....	59
<i>Figura 32.</i> Resultados experimentales tensión de entrada diferencial para el amplificador de tensión. ....	60
<i>Figura 33.</i> Resultados experimentales Tensión de salida final realimentada con una resistencia conectada a la carga $R_{Load}=333.33 [\Omega]$ del prototipo implementado. ....	61
<i>Figura 34.</i> Resultados para la tensión de entrada diferencial del amplificador y la salida de tensión y corriente con una $R_{load}=333.33 [\Omega]$ obtenida por la herramienta de simulación. ....	61
<i>Figura 35.</i> Transformada de Fourier para la corriente a la salida de la carga obtenida con una frecuencia de 60 [Hz] a una carga $R_{load}=333.33 [\Omega]$ obtenida de la simulación. ....	62
<i>Figura 36.</i> Resultado tensión de entrada diferencial a 60 [Hz] para tener una salida máxima de voltaje para el amplificador de tensión. ....	64
<i>Figura 37.</i> Resultado tensión a la salida máxima con una carga a la salida $R_{load}=500[\Omega]$ a 60 [Hz] y una carga por fase de 10 [VA]......	64
<i>Figura 38.</i> Resultados para la tensión de entrada diferencial del amplificador y la salida de tensión y corriente con una $R_{load}=333.33 [\Omega]$ obtenida por la herramienta de simulación. ....	65
<i>Figura 39.</i> Transformada de Fourier para la corriente a la salida de la carga obtenida con una frecuencia de 60 [Hz] a una carga $R_{load}=500 [\Omega]$ obtenida de la simulación. ....	66

<i>Figura 40.</i> Ancho de banda y diagrama de fase para del amplificador de tensión obtenida en la simulación. ....	67
<i>Figura 41.</i> Resultados simulación prueba de corriente nominal a la salida con una carga $R_{load}=1[\Omega]$ a una frecuencia de 60 [Hz]. ....	69
<i>Figura 42.</i> Transformada de Fourier para la corriente a la salida de la carga obtenida con una frecuencia de 60 [Hz] a una carga $R_{load}=1 [\Omega]$ obtenida de la simulación. ....	70
<i>Figura 43.</i> Resultados simulación prueba de corriente máxima a la salida con una carga $R_{load}=10[m\Omega]$ a una frecuencia de 60 [Hz]. ....	72
<i>Figura 44.</i> Transformada de Fourier para la corriente a la salida de la carga obtenida con una frecuencia de 60 [Hz] a una carga $R_{load}=10 [m\Omega]$ obtenida de la simulación. ....	73
<i>Figura 45.</i> Ancho de banda y Diagrama de fase para la corriente a la salida del amplificador de transconductancia obtenida de la simulación. ....	74

## Lista de Tablas

	<b>Pág.</b>
Tabla 1. <i>Principales características eléctricas para el sensor Altea con una tensión primaria de 24[KV-LL].....</i>	22
Tabla 2. <i>Descripción de cada pin de salida del sensor Altea por fase. ....</i>	24
Tabla 3. <i>Especificaciones mínimas para una clase de precisión de 0.5. ....</i>	25
Tabla 4. <i>Especificaciones técnicas para el convertidor trifásico. ....</i>	26
Tabla 5. <i>Descripción pines de entrada del convertidor trifásico para una sola fase. ....</i>	27
Tabla 6. <i>Especificaciones de conexión del transformador. ....</i>	30
Tabla 7. <i>Lista de precios amplificadores de alta tensión. ....</i>	32
Tabla 8. <i>Descripción pines amplificador PA340CC.....</i>	34
Tabla 9. <i>Lista de precios Amplificadores de instrumentación.....</i>	35
Tabla 10. <i>Lista de precios Transistores BJT. ....</i>	40
Tabla 11. <i>Lista de precios amplificadores de alta corriente del fabricante Apex. ....</i>	45
Tabla 12. <i>Lista y características amplificadores de alta corriente. ....</i>	46
Tabla 13. <i>Lista de precios y características de transistores Darlington. ....</i>	49
Tabla 14. <i>Lista amplificadores de tensión con bajo de nivel de offset. ....</i>	53
Tabla 15. <i>Resultados Distorsión armónica total (THD) para la corriente a la salida de la carga a una frecuencia de 60 [Hz] y una carga <math>R_{load}=333.33 [\Omega]</math>. ....</i>	63

Tabla 16. <i>Resultados Distorsión armónica total (THD) para la corriente a la salida de la carga a una frecuencia de 60 [Hz] y una carga <math>R_{load}=500[\Omega]</math>.</i> .....	66
Tabla 17. <i>Resultados Ancho de banda para el amplificador de tensión en cada simulador.</i> .....	68
Tabla 18. <i>Resultados Distorsión armónica total (THD) para la corriente nominal a la salida de la carga.</i> .....	71
Tabla 19. <i>Resultados Distorsión armónica total (THD) para la corriente máxima a la salida de la carga.</i> .....	73
Tabla 20. <i>Resultados ancho de banda amplificador de transconductancia para cada simulador.</i> .....	75

**Lista de Apéndices**

	<b>Pág.</b>
Apéndice A Hoja de datos amplificador de alta tensión.....	79
Apéndice B Hoja de datos amplificador de alta corriente .....	80
Apéndice C Hoja de datos amplificador seguidor de tensión. ....	81
Apéndice D Hoja de datos transistor NPN .....	82
Apéndice E Hoja de datos transistor PNP.....	83
Apéndice F Hoja de datos Transistores de par complementario Darlington .....	84
Apéndice G Amplificador de instrumentación. ....	85
Apéndice H Diseño y Simulación del amplificador clase AB en puente completo.....	86
Apéndice I Resultados simulación ítem 5.1 para las herramientas de simulación TINA-TI y OrCAD capture. ....	88
Apéndice J Resultados simulación ítem 5.2 para las herramientas de simulación TINA-TI y OrCAD capture .....	90
Apéndice K Resultados simulación ítem 5.3 para las herramientas de simulación TINA-TI y OrCAD capture .....	92
Apéndice L Resultados simulación ítem 5.4 para las herramientas de simulación TINA-TI y OrCAD capture .....	94
Apéndice M Resultados simulación ítem 5.5 para las herramientas de simulación TINA-TI y OrCAD capture .....	95

---

Apéndice N Resultados simulación ítem 5.6 para las herramientas de simulación TINA-TI y OrCAD capture .....	97
Apéndice O Resultados simulación ítem 5.7 para las herramientas de simulación TINA-TI y OrCAD capture .....	99
Apéndice P Diagrama y PCB amplificador de tensión.....	101
Apéndice Q Diagrama y PCB adecuación de señales.....	102

## Resumen

**Título:** Diseño y simulación de una interfaz para adecuar los niveles de tensión y corriente provenientes de un transductor a un medidor de energía eléctrica\*

**Autor:** Fabian Leonardo Galindo Tutira\*\*

**Palabras Claves:** Amplificador, Transconductancia, Ancho de banda, Diagrama de fase, Distorsión Armónica Total.

### Descripción:

El diseño y la simulación de una interfaz para adecuar los niveles de tensión y de corriente provenientes de un transductor a un medidor de energía eléctrica surge de la necesidad de tener un monitoreo correcto de la red trifásica en una subestación de media tensión, ya que debido a los niveles de tensión y corriente de salida del transductor adaptados por la norma IEC-60044-7(Transformador electrónico de tensión) e IEC-60044-8 (Transformador electrónico de corriente) no se adecuan a los niveles solicitados por el medidor de energía.

En este proyecto se diseñó y simuló a partir de circuitos integrados comerciales un amplificador de tensión con una salida máxima de tensión  $V_{outmax} = \pm 100$  [V] y un amplificador de transconductancia con una salida máxima de corriente  $I_{outmax} = \pm 14.14$  [A]. Los valores requeridos para el amplificador de tensión y el amplificador de transconductancia se dan a partir de las especificaciones que se dan en el manual del transductor y el medidor de energía, a partir de dichas especificaciones se realizó la búsqueda de los circuitos integrados comerciales que cumplan y se llevó a cabo el diseño y simulación se llevó a cabo en el software de simulación LTspice de la empresa linear Technology por ser un software libre y presentar un número ilimitado de nodos. Para la elección de topología de cada amplificador se tuvo en cuenta la que presente menor costo y tamaño.

\* Trabajo de Grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.  
Director: Msc. Jaime Guillermo Barrero Perez

## Abstract

**Title:** Design and simulation of an interface to adapt the voltage and current levels coming from a transducer to an electric power meter \*

**Author:** Fabian Leonardo Galindo Tutira \*\*

**Key Words:** Amplifier, Transconductance, Bandwidth, Phase diagram, Total Harmonic Distortion.

### Description:

The design and simulation of an interface to adapt voltage and current levels from a transducer to an electric power meter arises from the need to have a correct monitoring of the three-phase network in a medium voltage substation, since The transducer output voltage and current levels adapted by IEC-60044-7 (electronic voltage transformer) and IEC-60044-8 (electronic current transformer) are not suitable for the levels requested by the energy meter .

In this project, a voltage amplifier with a maximum voltage output  $V_{outmax} = \pm 100$  [V] and a transconductance amplifier with a maximum current output  $I_{outmax} = \pm 14.14$  [A] were designed and simulated from commercial integrated circuits. The values required for the voltage amplifier and the transconductance amplifier are given from the specifications given in the manual of the transducer and the energy meter. From these specifications, the search was made of the commercial integrated circuits that comply with and The design and simulation was carried out in the linear technology company LTspice simulation software, as it is a free software and presents an unlimited number of nodes. For the choice of topology of each amplifier, the one that presented the lowest cost and size was taken into account.

\* Trabajo de Grado

\*\* Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas, Escuela de ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.  
Director: Msc. Jaime Guillermo Barrero Perez

## Introducción

Los niveles de voltaje y corriente provenientes de una red de media tensión con valor nominal de 24 KV-LL son reducidos por el sensor altea con el fin de proteger y tomar una medida segura de la red. Debido a los bajos niveles de tensión que arroja el secundario del transformador de tensión y de corriente del sensor Altea surge la necesidad de convertir las señales de voltaje de baja amplitud en voltajes de mayor amplitud (para el transformador de tensión) o corriente (para el transformador de corriente), las señales van directo a un convertidor de tensión y corriente para adecuar dichas señales que se dirigen al medidor de energía del fabricante Itron para tener un correcto monitoreo de la red. Como el convertidor de tensión y corriente propuesto por la empresa altea no se adecua a las especificaciones que requiere el medidor de energía del fabricante Itron se hace necesario rediseñar un amplificador de tensión y un amplificador de transconductancia y un amplificador de tensión. Para comprobar que el diseño del amplificador de tensión y el amplificador de transconductancia está cumpliendo con los parámetros nombrados anteriormente se procederá a simular en la herramienta de simulación de circuitos analógicos LTspice de la empresa linear technology. El motivo por el cual fue elegido es porque es un software libre (freeware), tiene número de nodos ilimitado, debido a la baja disponibilidad de presupuesto se implementará un prototipo de amplificador de tensión a bajo costo, para verificar los resultados de simulación con los resultados experimentales. Las especificaciones requeridas para el amplificador de tensión y el amplificador de transconductancia se presentan en la tabla 1 y En la figura 1 se observa el diagrama completo proveniente desde la red de media tensión, pasando por el sensor

Altea, seguido de convertidor de tensión y corriente para llegar con los niveles adecuados al medidor de energía del fabricante Itron.

PARÁMETROS	VALOR AMPLIFICADOR DE TENSIÓN	VALOR AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA
Tensión de entrada diferencial, Vid	$\pm 2.91 - \pm 3.57$ [V]	$\pm 0.2828 - \pm 2.828$ [V]
Tensión de salida, Vout	$\pm 81.6 - \pm 100$ [V]	$\pm 1.4142 - \pm 0.1414$ [V]
Corriente de salida, Iout	$\pm 245 - \pm 200$ [mA]	$\pm 1.4142 - \pm 14.14$ [A]
Resistencia a la salida, Rload	333.33 - 500 [ $\Omega$ ]	1 - 0.01 [ $\Omega$ ]
Carga por fase, Burden	10 [VA]	1 [VA]
Frecuencia de operación	60 [Hz]	60 [Hz]
Ancho de banda, Bw	2 [Hz] - 20 [KHz]	2 [Hz] - 20 [KHz]

Figura 1. Parámetros amplificador de tensión y amplificador de transconductancia.

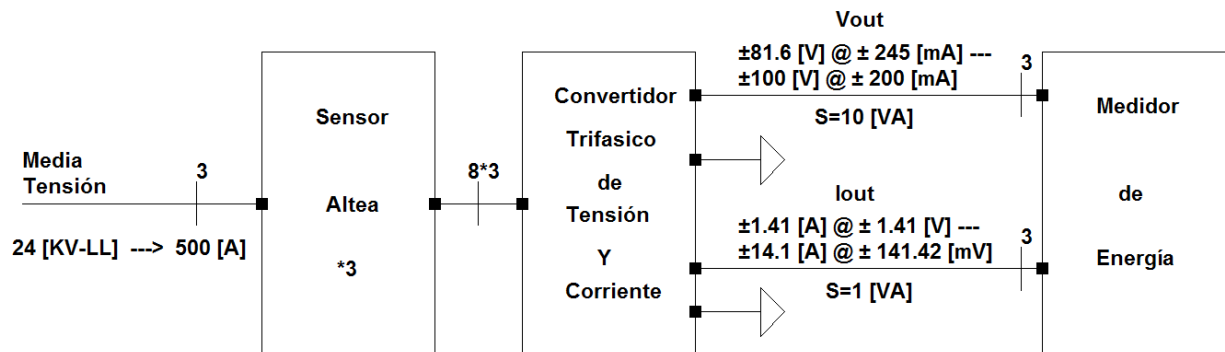


Figura 2. Esquema general trifásico para el monitoreo de la red.

## 1. Objetivos

### 1.1 Objetivo General

Diseñar y simular un amplificador de tensión y un amplificador de transconductancia para adecuar las señales de tensión diferencial provenientes del sensor altea a un medidor de energía del fabricante Itron.

### 1.2 Objetivos Específicos

- Seleccionar la topología de amplificador de tensión de tensión que presente bajo costo y menor tamaño con una ganancia de tensión  $K_v = 28$  [V/V] capaz de entregar a la salida de tensión  $V_{out} = \pm 100$  [V].
- Seleccionar la topología de amplificador de transconductancia que presente bajo costo y menor tamaño con una ganancia de transconductancia variable  $K_G =$  [A/V] capaz de entregar a la salida una corriente máxima  $I_{out} = \pm 10$  [A r.m.s].
- Simular y diseñar a partir de circuitos integrados comerciales y/o elementos discretos las 2 topologías más viables a bajo costo y con menor tamaño para realizar la amplificación e identificación de parámetros tales como Linealidad, Ancho de banda (Bw), Distorsión armónica total (THD), clase de precisión y burden.

### 1.3 Alcances

Para este proyecto se diseñara y simulara a partir de circuitos integrados comerciales un amplificador de tensión y un amplificador de transconductancia, el cual permitirá constatar que los niveles de tensión y de corriente son los adecuados para el medidor de energía del fabricante Itron. Para la verificación del diseño de cada amplificador se usaran simuladores tales como LTspice, ORCAD y TINA-TI, se compararan resultados propuestos por cada herramienta de simulación. Como un valor agregado se llevara a cabo la implementación de un prototipo a bajo costo de amplificador de tensión para una sola fase, luego se procederá a comparar resultados obtenidos en el laboratorio con las simulaciones.

## 2. Estudio preliminar

### 2.1 Transformador de tensión electrónico.

Es un instrumento de medida electrónico en el cual la tensión secundaria en condiciones normales de empleo, es prácticamente proporcional a la tensión primaria y está desfasada un ángulo que es aproximadamente cero, para un manejo adecuado de conexiones (RITZ instrument transformers) (IEC60044-7).

## 2.2 Transformador de corriente electrónico.

Es un instrumento de medida electrónico en el cual la salida del convertidor secundario en condiciones normales de uso es sustancialmente proporcional a la corriente y difiere en la fase de la misma por un ángulo conocido para un manejo adecuado de las conexiones (RITZ instrument transformers) (IEC60044-8)

## 2.3 Sensores Altea.

Altea es una empresa centrada en el desarrollo de sensores creados para la medición de tensión y corriente en redes eléctricas de baja, media y alta tensión, Altea propone un sistema de monitoreo para redes de distribución de energía de media tensión y/o para montaje en postes exteriores. Los principales componentes del sistema de monitoreo son: Altea CVS-O, transformadores de corriente y tensión electrónicos combinados al aire libre (según norma IEC 60044-7 y 60044-8): tensión primaria nominal 24 [kV-LL] (Altea power monitoring solutions). Las especificaciones técnicas para un sensor de tensión primaria nominal 24 [KV-LL] se muestran en la Tabla 2.

Tabla 1.

*Principales características eléctricas para el sensor Altea con una tensión primaria de 24[KV-LL].*

<b>EVT CHARACTERISTICS</b>	
Rated insulation level (max)	24/70/150
Maximum voltage, $U_m$	24 kV
Withstand voltage under wet conditions	70 kV
Impulse voltage (dry conditions)	150 kV

EVT CHARACTERISTICS	
Rated primary voltage, $U_{pr}$	20/ $\sqrt{3}$ kV
Rated secondary voltage, $U_{sr}$	2,3 V
Rated voltage factor, $K_u$	1,9 for 8h
Rated transformation ratio, $K_{ru}$	1.99E-04
Accuracy class	0.5
Primary terminal capacity (average value)	1 pF
ECT CHARACTERISTICS	
Rated primary current (max), $I_{pr}$	500 A
Rated short time withstand thermal current, $I_{th}$	12,5 kA / 1s
Dynamic nominal current, $I_{dyn}$	31,5 kA
Rated Extended Primary Current Factor, $K_{prc}$	1,2
Rated Continuous Thermal Current, $I_{cth}$	600 A
Rated secondary voltage, $U_{sr}$	0,2 V
Rated transformation ratio, $K_{ra}$	2.19E+05
Accuracy class	0.5

*Nota:* Parámetros del sensor de tensión y corriente del fabricante Altea. Tomado de Technical Specifications of Electronic current- Voltage Sensor. Por Altea power monitoring solutions.

Según lo presentado en la tabla 2 el valor nominal para el secundario del transformador de tensión es de 2.3 [Vr.m.s] y para el secundario del transformador de corriente tiene un valor nominal de tensión de 0.2 [Vr.m.s]. A continuación se presentara una breve descripción de los pines de salida del sensor altea para una sola fase.

**2.3.1 Descripción pines de salida sensor Altea:** La presentación para Los pines de salida del sensor altea para una sola fase están conectados por medio de un conector tipo RJ-45 Macho como se ve en la figura 2, la descripción de cada pin se muestra en la tabla 3.

Tabla 2.

Descripción de cada pin de salida del sensor Altea por fase.

Pin	Descripción
<b>GND</b>	Tierra del sensor
<b>GND</b>	Tierra del sensor
<b>Vout- (CS)</b>	Tensión de salida negativa del transformador de corriente
<b>Vout+ (CS)</b>	Tensión de salida positivo del transformador de corriente
<b>Vout- (VS)</b>	Tensión de salida negativa del transformador de tensión
<b>Vout+ (VS)</b>	Tensión de salida positiva del transformador de tensión
<b>+Vcc</b>	Fuente de alimentación externa positiva
<b>-Vss</b>	Fuente de alimentación externa negativa

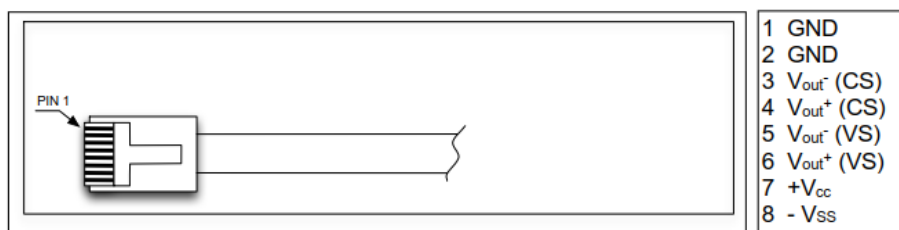


Figura 3. Pines de salida del sensor Altea para el Transformador de tensión y el transformador de corriente.

Nota. Adaptado de: Technical Specifications of Electronic current- Voltage Sensor tomado de <http://www.alteasolutions.com>.

Basado en las especificaciones del sensor altea cuenta con una clase de precisión que será explicada con detalle posteriormente.

**2.3.2 Clase de precisión para los sensores Altea:** La clase de precisión es una designación aplicada a un transformador de tensión/corriente cuyos errores de tensión/corriente y desfase permanecen dentro de los límites especificados para las condiciones de empleo especificadas (IEC60044-7) (IEC60044-8). Los sensores Altea Tienen una clase de precisión de 0.5 para un

rango de temperatura de [-40 a 55°C], en lo que respecta a los requisitos específicos de precisión para la medición de potencia, las prestaciones de los sensores electrónicos de tensión y corriente se especifican en la tabla 4.

Tabla 3.

*Especificaciones mínimas para una clase de precisión de 0.5.*

Accuracy class	Percentage current (ratio) error ( $\pm$ ) at the harmonics shown below				Phase displacement ( $\pm$ ) at harmonics shown below							
	2nd to 4th	5th to 6th	7th to 9th	10th to 13th	Degree				Centriradians			
					2nd to 4th	5th to 6th	7th to 9th	10th to 13th	2nd to 4th	5th to 6th	7th to 9th	10th to 13th
<b>0.5</b>	5%	10%	20%	20%	5	10	20	20	9	18	35	35

Nota: relación de radio entre los armónicos para una clase de precisión de 0.5 tomado de Technical Specifications of Electronic current- Voltage Sensor. Por Altea power monitoring solutions.

Basada en las anteriores especificaciones del sensor, Altea propone un convertidor trifásico de corriente y/o tensión el cual será examinado en detalle en la siguiente sección.

#### **2.4 Convertidor trifásico de corriente y/o voltaje de Altea.**

Dadas las especificaciones presentadas anteriormente por el sensor, Altea propone un convertidor trifásico de corriente y/o voltaje. Las especificaciones técnicas para el convertidor trifásico de corriente y/o tensión se presentan en la tabla 5.

Tabla 4.

*Especificaciones técnicas para el convertidor trifásico.*

<b>COMMON FEATURES</b>	
Auxiliary Power Supply	24 – 48 Vac/dc
Temperature Range	-20 ÷ +55 °C
<b>DIN Mountable</b>	
Dimensions [mm]	106x74x30
Weight	100 g max
Power Consumption	4.8 VA
<b>THREE_PHASE VOLTAGE CONVERTER</b>	
V <sub>in</sub>	0.2 - 4 V
V <sub>out</sub>	100/√3 V
Burden per phase	0.3 VA or 10 VA upon request
Input resistance	1 MΩ o 10 MΩ
Accuracy class	0.2 for measurement 3P for Protection
Bandwidth	25 Hz – 10 kHz (-0.3 dB)
<b>THREE_PHASE CURRENT CONVERTER</b>	
V <sub>in</sub>	0.02 - 0.2 V
I <sub>out</sub>	1.0 A
Burden per phase	0.5 VA
Input resistance	1 MΩ o 10 MΩ
Accuracy class	0.2 for Measurement 5p15 for protection
Bandwidth	25 Hz – 10 kHz (-0.3 dB)
Cable cross-section (recommended)	>2.5 mm <sup>2</sup>
Cables length (from the converter to the instrument)	5 m
- Max	

Nota: Especificaciones técnicas para el convertidor de tensión y de corriente. ALTEA CONV-CV, -C, -V CURRENT AND/OR VOLTAGE CONVERTER FOR PROTECTION AND METERING.GUIDE TO INSTALLATION AND USE tomado de <http://www.alteasolutions.com>.

### 2.4.1 Descripción pines de entrada convertidor trifásico de corriente y/o voltaje de Altea:

Para una fase Los pines de entrada del convertidor trifásico están conectados por medio de un conector RJ-45 Hembra como se observa en la figura 3. La distribución y descripción de pines de entrada para una fase se muestran en la tabla 6.

Tabla 5.

*Descripción pines de entrada del convertidor trifásico para una sola fase.*

<b>Pin</b>	<b>Descripción</b>
<b>GND</b>	Tierra del convertidor
<b>GND</b>	Tierra del convertidor
<b>Vin- (CT)</b>	Tensión de entrada negativa proveniente del transformador de corriente Altea
<b>Vin+ (CT)</b>	Tensión de entrada positiva proveniente del transformador de corriente Altea
<b>Vin- (VT)</b>	Tensión de entrada negativa proveniente del transformador de tensión Altea
<b>Vin+ (VT)</b>	Tensión de entrada positiva proveniente del transformador de tensión Altea
<b>Open</b>	No conectado
<b>open</b>	No conectado

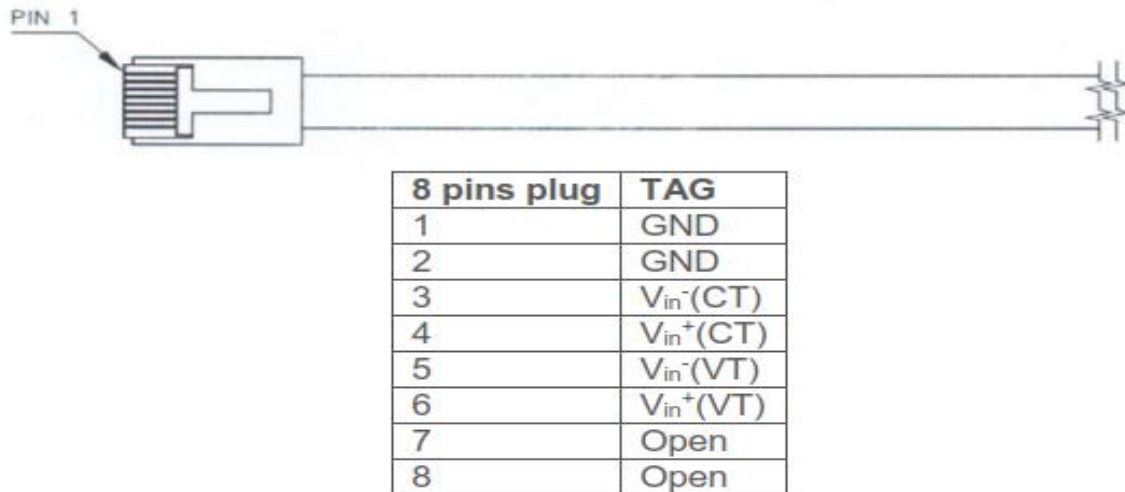


Figura 4. Distribución de pines por fase para el convertidor trifásico de Altea.

ALTEA CONV-CV, -C, -V CURRENT AND/OR VOLTAGE CONVERTER FOR PROTECTION AND METERING.GUIDE TO INSTALLATION AND USE tomado de <http://www.alteasolutions.com>.

Para el caso de estudio se conectarán las salidas de tensión del convertidor trifásico de forma no diferencial con referencia a tierra de manera no diferencial como se muestra en la figura 4.

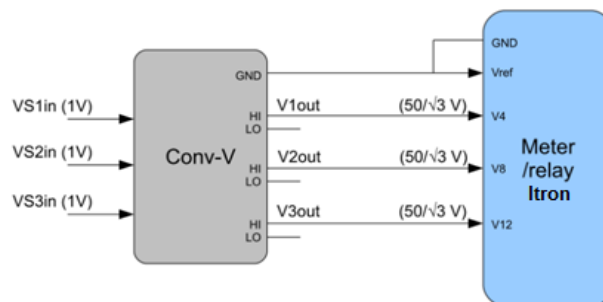


Figura 5. Forma de conexión de tensión no diferencial del convertidor trifásico al medidor de energía.

ALTEA CONV-CV, -C, -V CURRENT AND/OR VOLTAGE CONVERTER FOR PROTECTION AND METERING.GUIDE TO INSTALLATION AND USE tomado de <http://www.alteasolutions.com>.

Para las salidas de corriente del convertidor trifásico cuando no van conectadas al medidor de energía deben cerrarse en cortocircuito como se muestra en la figura 5.

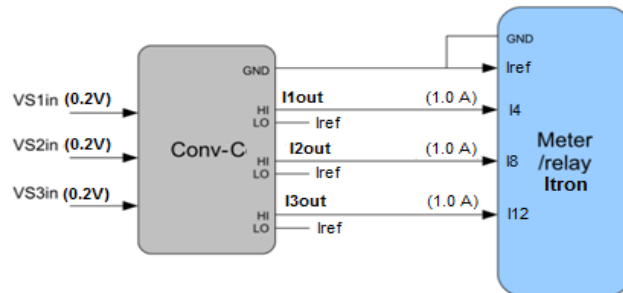


Figura 6. Forma de conexión de corriente no diferencial del convertidor trifásico al medidor de energía.

ALTEA CONV-CV, -C, -V CURRENT AND/OR VOLTAGE CONVERTER FOR PROTECTION AND METERING.GUIDE TO INSTALLATION AND USE tomado de <http://www.alteasolutions.com>.

Para la figura 5 la salida máxima de tensión del amplificador de tensión es  $V_{out} = \pm 28.86$  [V] para una entrada diferencial  $v_{ind} = \pm 1$  [V], la cual tiene una ganancia  $K_v = 28.86$  [V/V] y para el amplificador de transconductancia presentado en la tabla 6 se tiene que la salida de corriente máxima del amplificador es  $I_{out} = \pm 1$  [A] para una entrada diferencial  $v_{ind} = \pm 0.2$  [V], la cual tiene una ganancia  $K_G = 5$  [A/V]. A continuación se presentaran las especificaciones dadas por el manual de energía del fabricante Itron.

## 2.5 Medidor de energía del fabricante Itron

El medidor de energía del fabricante Itron es un medidor estático que opera en cuatro cuadrantes, de tarifas múltiples aplicado a la industria o en subestaciones eléctricas.

**2.5.1 Especificaciones de conexión del medidor:** El medidor de energía del fabricante Itron tiene 3 formas de conexión: la primera es de forma directa que es por medio de la red, la segunda a través del secundario del transformador y la tercera por medio de una fuente de alimentación auxiliar [11]. El tipo de especificación de conexión de interés de estudio es el de conexión del transformador la cual se presenta en la tabla 7.

Tabla 6.

*Especificaciones de conexión del transformador.*

<b>Tensión</b>	<b>3 x 57,7/100V hasta 3 x 277/480V auto-medición</b>	
	Carga por fase	< 10VA
<b>Corriente</b>	Nominal (Ib)	1A o 5A
	Máximo (Imax)	10A
	Carga por fase	< 1VA
<b>Precisión</b>	Energía activa	Clase 1 / Clase 0,5 /Clase 0,2
	Energía reactiva	Clase 1 o 2

Nota: SI-7000 IEC7 manual del Usuario adaptado de [www.itron.com](http://www.itron.com)

En la tabla 7 se puede ver que el valor de tensión mínimo a la entrada para una fase del medidor de energía es de 57.7 [Vr.m.s] la cual no cumple con el valor que suministra el amplificador de tensión trifásico Altea de la figura 4 y para la corriente de entrada del medidor de energía se tiene que recibe un valor nominal de 1[Ar.m.s] el cual el amplificador de transconductancia cumple como se ve en la figura 5, teniendo el inconveniente de suministrar al máximo valor de corriente que puede en amplificador de transconductancia del fabricante Altea. En los siguientes capítulos se presentaran las posibles soluciones para amplificar corriente y tensión adecuando dichos niveles a las especificaciones presentadas en la tabla 7.

### 3. Amplificador de tensión

Para el caso de estudio se realizó la respectiva búsqueda de componentes que cumplan con las especificaciones de conexión del transformador propuestas por el medidor de energía del fabricante Itron, teniendo en cuenta los costos de cada posible solución.

#### 3.1 Amplificadores de tensión y de corriente del fabricante Apex Microtechnology.

Es un fabricante de componentes de monolítico, híbrido y marco abierto analógico, de potencia de precisión, fabricado en Tucson, Arizona, para una amplia gama de aplicaciones industriales, de prueba y de medición, médica, aeroespacial y militar. Las principales especialidades de esta fábrica son los dispositivos analógicos de alta potencia de precisión, referencias de voltaje de modulación de ancho de pulso, amplificadores operacionales de potencia, diseño analógico y analógico de potencia. En la figura 6 se presenta una matriz de amplificadores de alta tensión suministrada por el fabricante Apex.

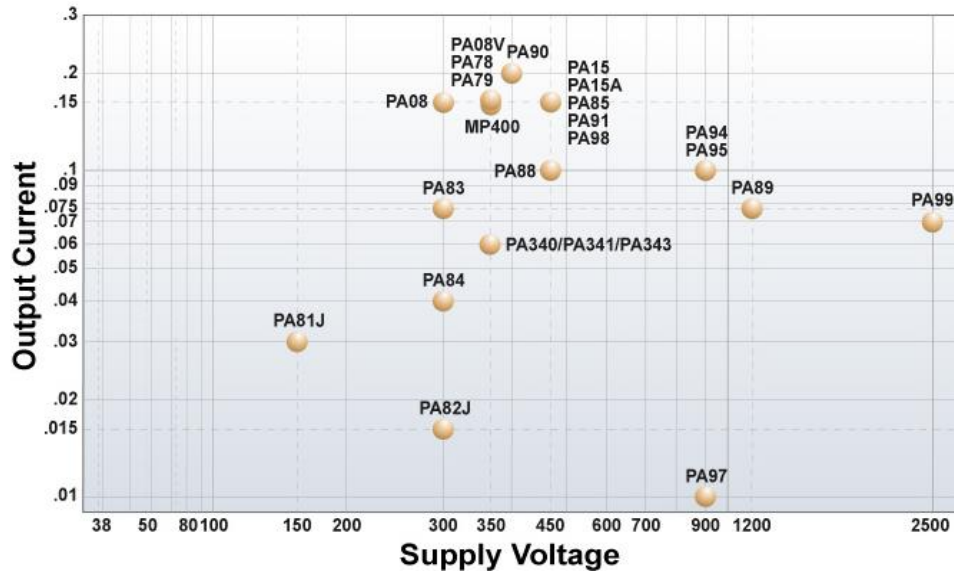


Figura 7. Matriz para los amplificadores de alta Tensión del fabricante Apex.

Nota. Adaptado de [https://www.Apexanalog.com/products/matrix\\_high-voltage.html](https://www.Apexanalog.com/products/matrix_high-voltage.html).

Basada en la matriz de amplificadores de tensión del fabricante Apex se da a conocer en la tabla 8 los amplificadores que cubren las especificaciones de tensión y corriente a la salida con sus respectivos precios.

Tabla 7.

Lista de precios amplificadores de alta tensión.

Amplificadores de tensión				
Amplificador	Vsupply [V]	Vout max [V]	Iout [A]	Precio [U\$]
PA107	±20 V ~ 100	± 100	±1.5	311.75
PB50	±30 V ~ 100 V	± 100	±2	107.92
MP38	±15 V ~ 100 V	± 100	±10	95.58
MP108	±15 V ~ 100 V	± 100	±10	127.1
MP104	±15 V ~ 90V	±90V	±11	168.24
MP113	±15 V ~ 175	± 175	±3	256.4
MP118	±15 V ~ 100 V	± 100	±12	178.38

Amplificadores de tensión				
Amplificador	Vsupply [V]	Vout max [V]	Iout [A]	Precio [U\$]
MP103	$\pm 15 \text{ V} \sim 100 \text{ V}$	$\pm 100$	$\pm 12$	160.23
PA04	$\pm 15 \text{ V} \sim 100 \text{ V}$	$\pm 100$	$\pm 20$	329.59
PA52	$\pm 3 \text{ V} \sim 100 \text{ V}$	$\pm 100$	$\pm 80$	445.28

Nota: lista de precios amplificadores disponibles en el mercado por el fabricante Apex que cumplen características de tensión y de corriente Tomado de <https://www.Apexanalog.com/>.

Según lo presentado en la tabla 8 el amplificador MP38 cumple con las especificaciones de conexión directa de tensión y corriente respectivamente por el medidor de energía del fabricante Itron, el cual puede ser una posible solución y fue elegido por cumplir con características tales como ancho de banda (BW), baja distorsión armónica (THD), alta linealidad y es el que presenta un menor costo.

### 3.2 Amplificador de tensión PA340CC del fabricante Apex

Debido a que el amplificador MP38 sigue teniendo un alto costo se realizó la respectiva búsqueda de un amplificador más económico, dando como resultado el amplificador de tensión PA340CC del fabricante Apex el cual presenta un costo de U\$ 15 Las características del amplificador de tensión PA340CC son las siguientes:

- Tensión de alimentación dual máxima de  $\pm 175 \text{ [Vdc]}$ .
- Corriente de salida máxima  $I_{out} = \pm 120 \text{ [mA]}$ .
- Ancho de banda  $B_w = 10 \text{ [MHz]}$ .
- Baja distorsión armónica (THD).

### 3.3 Presentación y descripción de pines del amplificador de tensión PA340CC del fabricante

#### Apex

El amplificador de tensión PA340CC consta de 7 pines y un empaquetado DDPAK como se muestra en la figura 7.

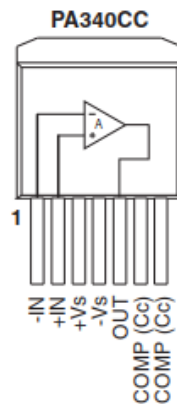


Figura 8. Pines del amplificador de tensión PA340CC.

Nota. Adaptado de: <https://www.Apexanalog.com/resources/products/pa340u.pdf>.

La descripción de cada pin del amplificador PA340CC se presenta en la tabla 9.

Tabla 8.

Descripción pines amplificador PA340CC.

Pin	Descripción
1) -IN	Entrada inversora del amplificador
2) +IN	Entrada no inversora del amplificador
3) +Vs	Fuente de alimentación positiva
4) -Vs	Fuente de alimentación negativa
5) OUT	Salida del amplificador

Pin	Descripción
6) COMP	Capacitancia del amplificador
7) COMP	Capacitancia del amplificador

### 3.4 Amplificador de Instrumentación para adecuar los niveles de tensión.

Debido a que las señales del secundario del transformador de tensión provenientes del sensor altea son diferenciales y de una bajo nivel surge la necesidad de utilizar amplificadores específicos llamados de precisión el cual tiene las siguientes características: Ganancia seleccionable, altamente lineal, estable, Entrada diferencial con alto rechazo en modo común (CMRR), Error despreciable debido a las bajas tensiones y corrientes de desnivel (offset), impedancia de entrada alta e impedancia de salida baja. Para la elección del amplificador de instrumentación se efectuó la respectiva búsqueda como se muestra en la tabla 10.

Tabla 9.

*Lista de precios Amplificadores de instrumentación.*

Amplificadores de Instrumentación				
Referencia	Precio unitario [Us]	Rango de alimentación [V]	Ancho de banda (@ G=1)	Vos [Uv]
AD8221	5,75	±2.3 to ±18	825 KHZ (G=1)	60
PGA281	6,07	±15.5 to ±18	6 MHZ (G> 4 V/V)	15
AD620	10,06	±2.3 to ±18	120 KHZ ( G=100)	20
AD8420	2,71	±2.7 to ±18	2.5 KHZ (G=100)	250
AD8220	6,08	±2.25 to ±18	1.5 MHZ (G=1)	300
AD622	7,86	±2.25 to ±15	800 KHZ (G=10)	60
AD8228	7,05	±2.25 to ±18	650 KHZ (G=10)	90

Nota: Se presenta la lista de precios de amplificadores de instrumentación que cumplen con características tales como rango de alimentación, ancho de banda y tensión de desnivel (offset).

El amplificador de instrumentación seleccionado es el AD8221 ya que presenta un menor costo y cumple con características tales como ancho de banda (Bw), rango de alimentación y baja tensión

de offset ( $V_{os}$ ), la ganancia para este amplificador será  $K_v=4$  [V/V], para tener una salida máxima  $V_o = \pm 14.28$  [V], la cual cumple con el rango de alimentación y no exige al máximo el amplificador de instrumentación por tensión para garantizar un buen rendimiento y duración. En la figura 8 se presenta la configuración del amplificador de instrumentación.

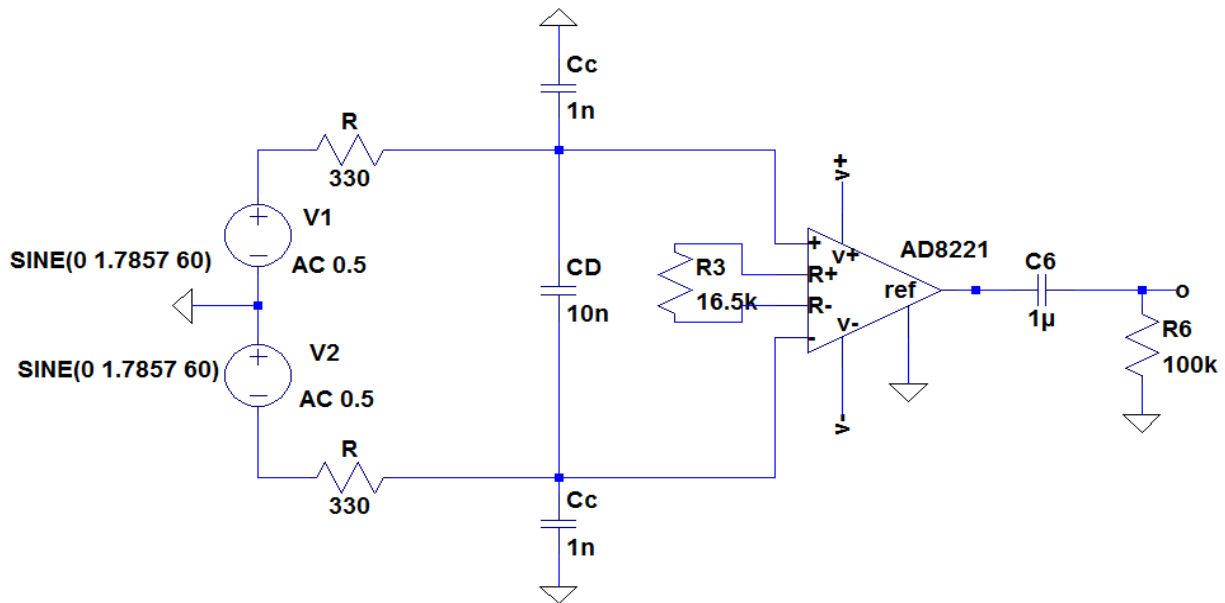


Figura 9. Configuración amplificador de instrumentación con ganancia  $K_v=4$ [V/V].

En la figura 8 se puede observar que el amplificador de instrumentación tiene 2 resistencias a la entrada y 3 capacitores los cuales tienen la función de limitar la frecuencia como un filtro pasabajas sugerido por la hoja de datos del amplificador de instrumentación AD8221 y a la salida tiene un capacitor y una resistencia que trabaja como acople en DC y filtro pasaaltas los respectivos cálculos para el diseño de los filtros se muestran a continuación:

$$F_h = \frac{1}{2\pi R(2CD + Cc)} \approx 22.96 \text{ [KHz]} \quad (1)$$

$$F_h = \frac{1}{2\pi R6C6} \approx 1.59 \text{ [Hz]} \quad (2)$$

### 3.5 Amplificador no inversor

A la salida del amplificador de instrumentación se empleó un amplificador no inversor con ganancia  $K_v = 7$  [V/V] para cumplir que la ganancia del amplificador completo sea  $K_v = 28$  [V/V] con el amplificador de tensión Pa340CC, como se muestra en la figura 9.

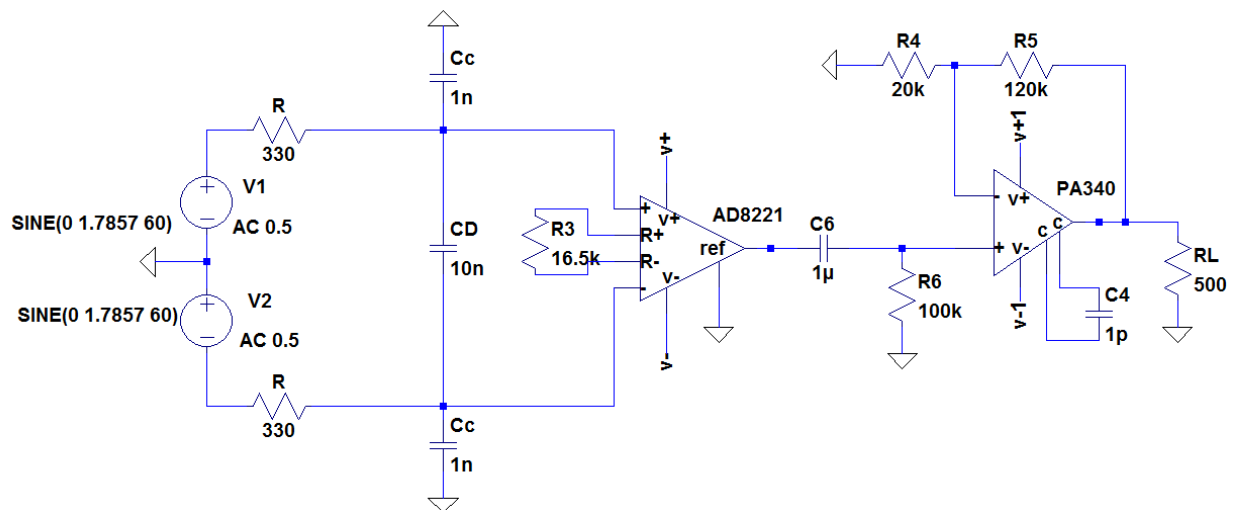


Figura 10. Amplificador de tensión completo con ganancia  $K_v = 28$  [V/V]

La corriente máxima a la salida del amplificador de tensión Pa340CC se presenta en la figura 10 obtenida mediante la simulación.

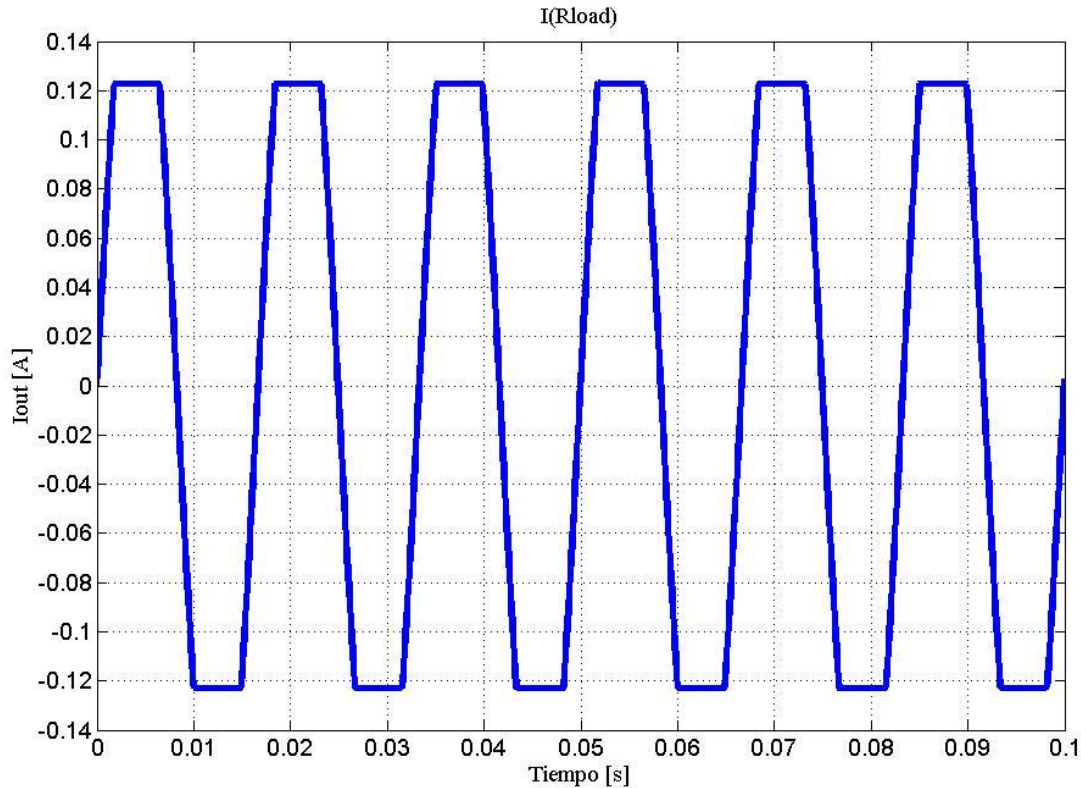


Figura 11. Corriente máxima suministrada por el amplificador de tensión Pa340cc para una tensión de entrada diferencial  $v_{id} = \pm 3.57$  [V] con una carga  $R_{load} = 500$  [ $\Omega$ ].

Como la corriente de salida máxima del amplificador Pa340CC es de  $\pm 120$  [mA] y la corriente máxima que requiere el medidor de energía del fabricante Itron es de  $\pm 245$  [mA] surge la necesidad de ubicar a la salida del amplificador de tensión Pa340CC una etapa de amplificación de corriente, Por lo tanto se buscara la manera más factible tanto en costos como en tamaño para amplificar la corriente de forma lineal del amplificador PA340CC para que este cumpla con las especificaciones requeridas por el medidor de energía.

### 3.6 Amplificador clase AB

Una posible solución para amplificar la corriente a la salida es la etapa de amplificación clase AB, la cual es una variación de la etapa clase B, el cual permite que la distorsión de cruce prácticamente se pueda eliminar si se polarizan los transistores de salida complementaria a una corriente pequeña pero diferente de cero (Muiño, 2011), (Adel S., 1999), (Floyd, 2008). Una manera de polarizar para reducir la distorsión de cruce por cero es generar una corriente de polarización  $I_{bias}$  por un par de Diodos que actúen como fuentes de tensión entre las bases del transistor tipo p y tipo n (Serrano Callerges & Pérez Martínez, 2013), como se muestra en la figura 11.

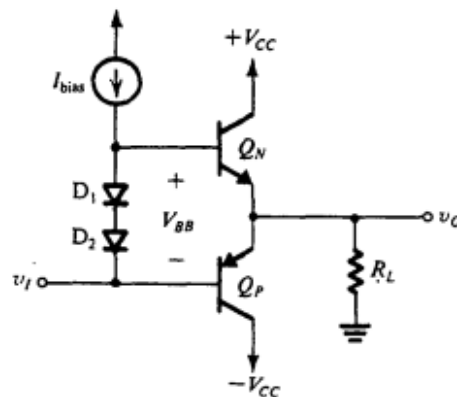


Figura 12. Amplificador clase AB con diodos polarizados.

Nota. Adaptado de: sedra,(1999),p.772.

Para el diseño del amplificador clase AB se eligieron los transistores BJT complementarios MJE340 y MJE350, los cuales son presentados en la tabla 11 y fueron elegidos debido a su bajo costo y que cumplen con parámetros como tensión y corriente. Por medio del software de

simulación se verifico que los transistores cumplieran con la corriente máxima a la salida necesaria para el medidor de energía como se ve en la figura 12.

Tabla 10.

*Lista de precios Transistores BJT.*

Referencia Tipo	Precio unitario [Us]	Transistores BJT		
		Tensión maxima VCEO[V]	Tensión maxima VCBO[V]	Corriente maxima colector [mA]
MJE340 - NPN	0.53	300	300	500
MJE350 - PNP	0.53	-300	-300	500
ZIX957 - PNP	1.17	-300	-330	1000
MJD340IF-NPN	0.77	300	300	500
ZIX757- PNP	0.77	-300	-300	500
FZT757TA- PNP	0.83	-300	-300	500
2N3440-NPN	2.03	250	300	1000
2N5416-PNP	2.86	-300	-350	1000
ZIX457-NPN	0.6	300	300	500
MJD350IF-PNP	0.64	-300	-300	500
FZT957TA-PNP	0.99	-300	-300	1000
MJD47T4-NPN	0.61	250	350	1000
MJF47G- NPN	1.37	250	350	1000

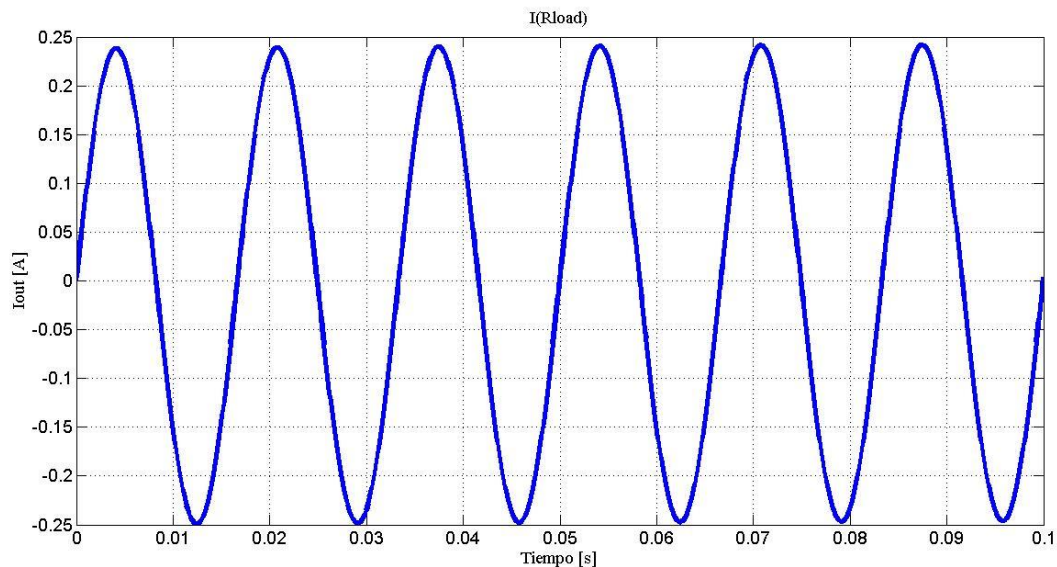


Figura 13. Corriente a la salida con la etapa de transistores complementarios para una tensión de entrada diferencial  $v_{id} = \pm 2.91\text{ [V]}$  con una carga  $R_{load} = 333.33\text{ [\Omega]}$ .

### 3.7 Amplificador clase B realimentado.

La reducción de cruce por cero de una etapa de salida clase B se puede reducir de manera considerable si se emplea un opamp de alta ganancia y retroalimentación negativa general, como se muestra en la figura 13. La banda muerta de  $\pm 0.7$  V se reduce a  $\pm 0.7/A_0$  volts, donde  $A_0$  es la ganancia de cd del opamp (Adel S., 1999), (Neamen, 2013).

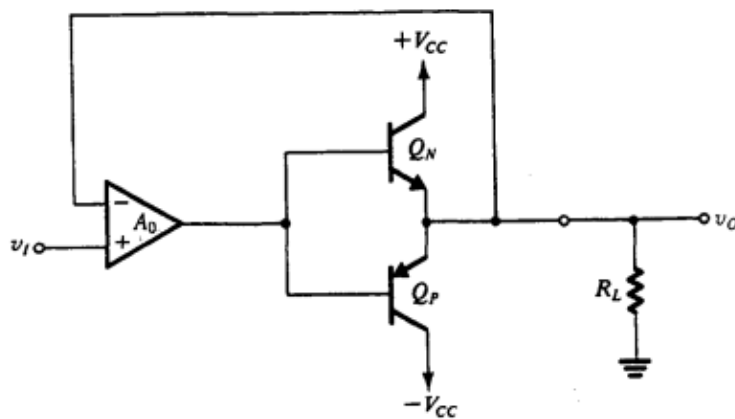


Figura 14. Amplificador clase B realimentado

Nota. Adaptado de: sedra, (1999), p.777.

Debido a costos, tamaño y una buena linealidad se diseñó y simuló el amplificador clase B realimentado con referencia a tierra el cual se puede observar en la figura 14.

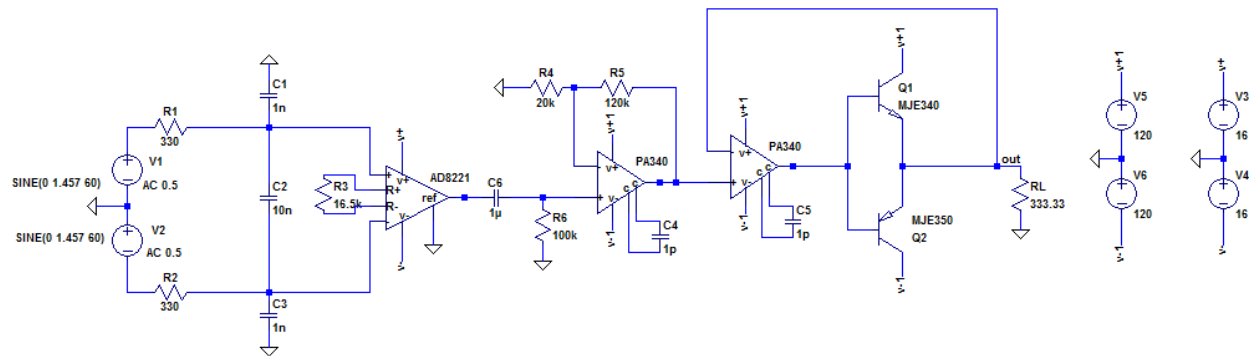


Figura 15. Amplificador de tensión con ganancia de tensión  $k_v = 28$  [V/V] con etapa de amplificación de corriente clase B realimentado.

El amplificador clase B realimentado presenta un costo en materiales de U\$ 16.06 y el costo total para los materiales del amplificador de tensión es de U\$ 60, mostrando así una diferencia de U\$ 35.58 costos con el amplificador MP38. El amplificador clase AB tiene muchas desventajas en comparación con el amplificador clase B realimentado tales como: mayor tamaño, mayor distorsión de cruce por cero y posibles daños en los transistores a la salida por efectos de realimentación positiva cuando se calientan los diodos.

Para comprobar que el amplificador de tensión está cumpliendo se procedió a comprobar mediante simulación, en la figura 15 se muestra la tensión a la salida de la carga y la corriente de salida.

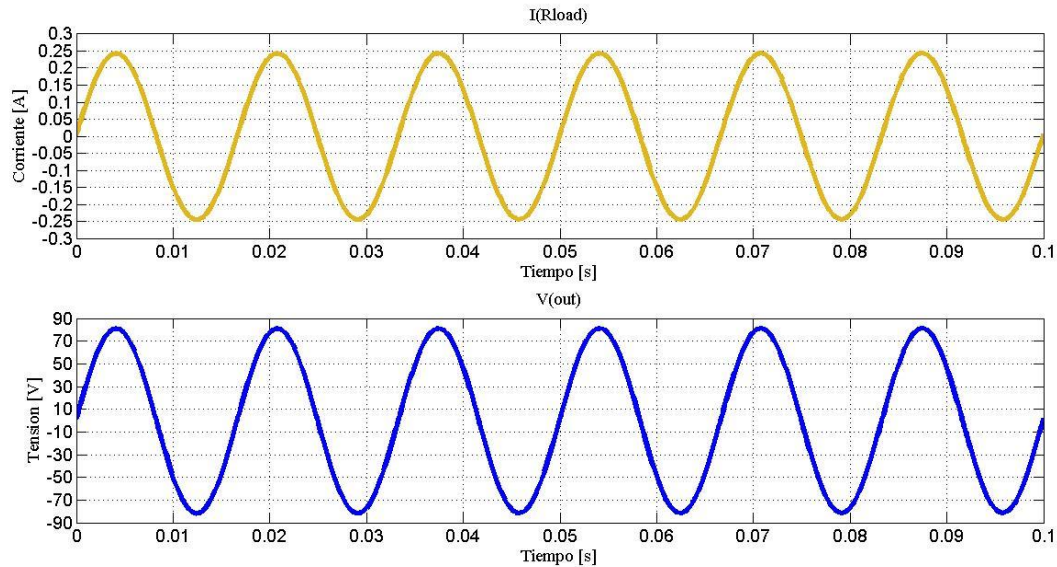


Figura 16. Resultados simulación amplificador de tensión clase B realimentado, Tensión de salida y corriente de salida con una tensión de entrada  $v_{id} = \pm 2.91$  [V] para una carga  $R_{load} = 333.33$  [ $\Omega$ ].

En la figura 15 se presentan los resultados de la simulación para la corriente de salida máxima a la carga (Amarilla) y la tensión de salida para la carga (Azul), La distorsión armónica total (THD) para la salida de tensión y corriente son las siguientes:

- Total Harmonic Distortion I (Rload): 0.042054 % (0.046442%)
- Total Harmonic Distortion V (out): 0.042054% (0.046442%)

#### 4. Amplificador de transconductancia.

Las características de corriente de conexión directa basado en el manual del medidor de energía del fabricante Itron, maneja un alto rango de corriente a la salida controlada por una entrada de

tensión. Los rangos de corriente a la salida están comprendidos así:  $\pm 1.41 \text{ [A]} @ \pm 1.41 \text{ [V]} \leq I_{out} \leq \pm 14.14 \text{ [A]} @ \pm 0.141 \text{ [V]}$  para cumplir que la carga por fase sea de 1 [VA]. Para cumplir con los valores de corriente necesarios según las especificaciones del medidor de energía del fabricante Itron, se realizó la respectiva búsqueda en la cual presenta una matriz con amplificadores con alta corriente a la salida como se muestra en la figura 16.

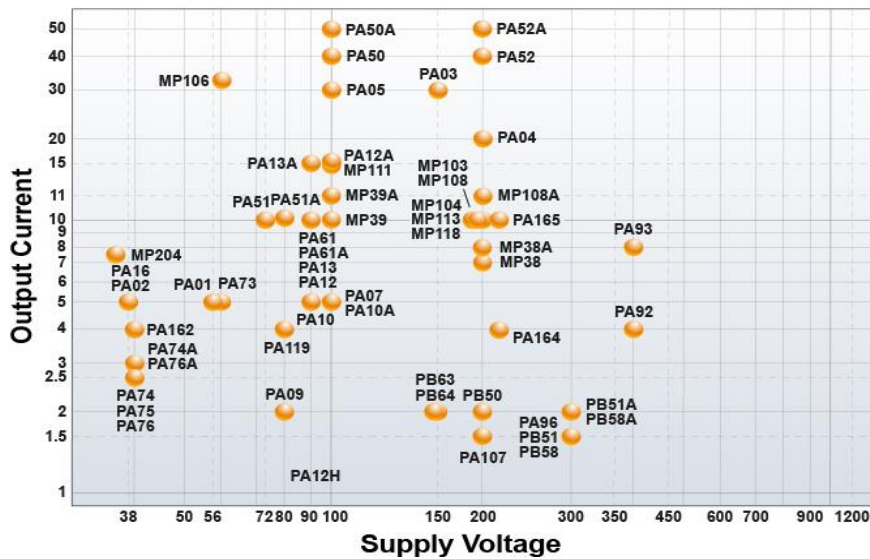


Figura 17. Matriz para los amplificadores de alta corriente del fabricante Apex.

Nota. Adaptado de [https://www.Apexanalog.com/products/matrix\\_high-current.html](https://www.Apexanalog.com/products/matrix_high-current.html).

Basada en la matriz de amplificadores de alta corriente del fabricante Apex se presenta en la tabla 12 los amplificadores que cumplen con las especificaciones de corriente y tensión a la salida.

Tabla 11.

*Lista de precios amplificadores de alta corriente del fabricante Apex.*

Amplificadores de corriente				
Amplificador	Vsupply [V]	Vout max [V]	Iout [A]	Precio [Us]
<b>PA04</b>	±15 V ~ 100 V	± 100	20	329.59
<b>PA52</b>	±3 V ~ 100 V	± 100	80	445.28
<b>PA52A</b>	±3 V ~ 100 V	± 100	80	607.03
<b>PA03</b>	±15 V ~ 75 V	± 75	30	582.45
<b>PA05</b>	±15 V ~ 50 V	± 50	30	347.2
<b>PA50</b>	±3 V ~ 50 V	± 50	100	438.05
<b>PA50A</b>	±3 V ~ 50 V	± 50	100	789.54
<b>PA13A</b>	±10 V ~ 45 V	± 45	15	148.83
<b>PA12A</b>	±10 V ~ 50 V	± 50	15	128.96
<b>MP111</b>	±15 V ~ 50 V	± 50	15	139.07

Nota: lista de precios amplificadores disponibles en el mercado por el fabricante Apex que cumplen características de tensión y de corriente Adaptado de <https://www.Apexanalog.com/>.

Según lo presentado en la tabla 12 el amplificador PA12A cumple con las especificaciones de conexión del transformador por el medidor de energía del fabricante Itron, el cual puede ser una posible solución el motivo por el cual fue elegido es por que presenta el menor costo.

#### 4.2 Fuente tensión controlada por corriente con OPA541

Debido al alto costo del amplificador PA12A se procedió a realizar la búsqueda de amplificadores con menor precio pero que no cumplen con la corriente máxima a la salida  $I_{out} = \pm 14.14$  [A], para ello los amplificadores se conectaran en paralelo para sumar las corrientes de salida y así poder

cumplir con la corriente máxima establecida por el medidor de energía en la tabla 13 se presenta la respectiva búsqueda de los amplificadores de corriente con sus respectivos precios.

Tabla 12.

*Lista y características amplificadores de alta corriente.*

Amplificadores de alta corriente					
Referencia	Precio unitario [Us]	Rango de alimentación [V]	Ancho de banda (@ G=1)	Vos [mv]	Iout [A]
OPA541	21,4	±4 to ±40	0.9 MHz	5	10
OPA548	15,12	±4 to ±30	1 MHz	2	5
OPA2544	22,93	±10 to ±35	1.4 MHz	1	8
OPA544	16,18	±10 to ±35	1.4 MHz	1	5
OPA2541	284,26	±10 to ±40	1.7 MHz	0.25	7
LM675	6.1	±5 to ±30	5.5 MHz	1	3

El amplificador escogido en la tabla 13 es el OPA541 ya que es el amplificador que suministra una mayor corriente a la salida y presenta un costo bastante menor al amplificador PA12A, para cumplir que la corriente máxima a la salida se cumpla se conectaran 2 amplificadores OPA541 en paralelo como lo sugiere la hoja de datos del fabricante.

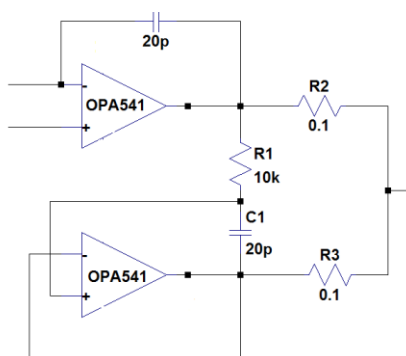


Figura 18. Conexión de dos amplificadores OPA541 en paralelo.

Nota. Adaptado de: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa541.pdf>.

La fuente de corriente controlada por tensión con OPA541 presenta una ganancia  $I_{out} = 2.5 * V_{in}$  la corriente no cambia si la carga es variable, la fuente de corriente controlada por tensión se presenta en la figura 18.

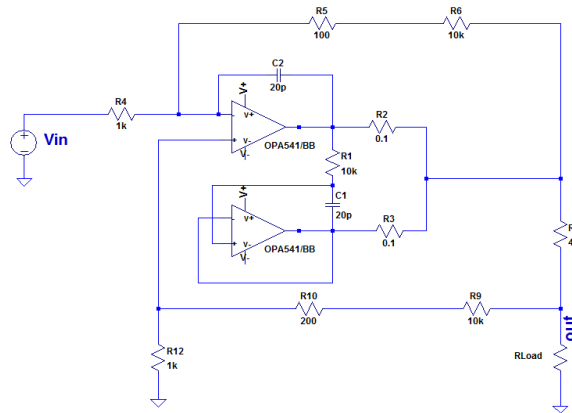


Figura 19. Fuente de corriente controlada por tensión con OPA541.

En la figura 18 se presenta el amplificador de corriente controlado por tensión con 2 amplificadores OPA541 en paralelo los cuales tienen la capacidad de suministrar una corriente máxima a la salida  $I_{out} = \pm 20$  [A], los resultados de la simulación a una corriente máxima requerida por el medidor de energía se presentan en la figura 19.

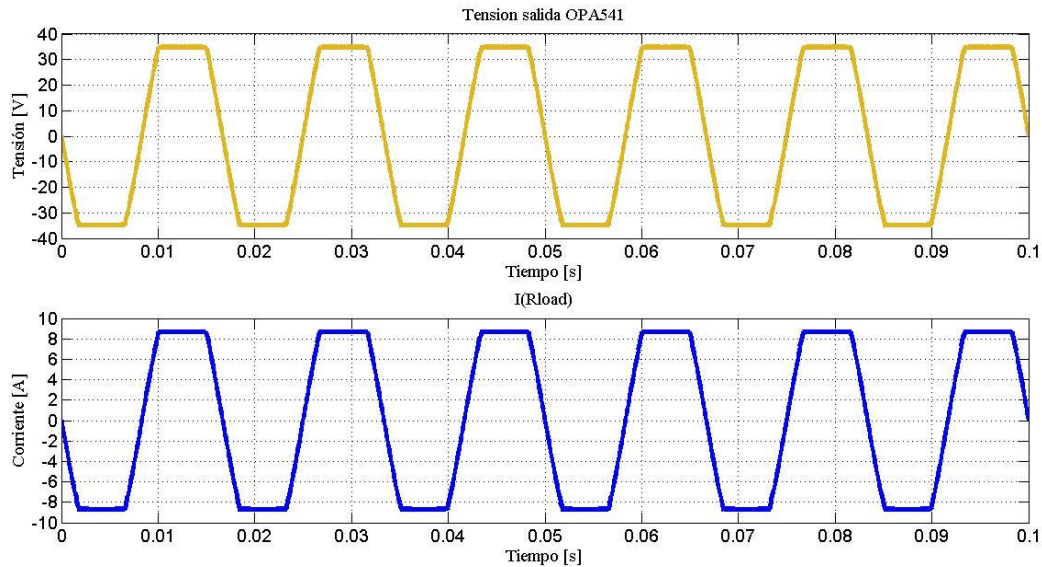


Figura 20. Resultados simulación fuente de corriente controlada por tensión con OPA541 para una entrada de tensión  $v_{in} = \pm 5.65$  [V] con una carga de  $10$  [m $\Omega$ ].

En la figura 19 se puede observar que para los resultados de la simulación, la tensión para la salida de los dos amplificadores OPA541 (Azul) se están saturando ya que superan el rango máximo de alimentación que es de  $\pm 40$  [V] y por lo tanto la salida de corriente a la carga (Amarilla) también se satura. Para solucionar este problema se buscara un amplificador que suministre alta tensión y una etapa de alta corriente como se muestra a continuación.

#### 4.3 Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador.

Debido a que el amplificador OPA541 se está saturando por tensión, se hace necesario buscar un amplificador de alta tensión a bajo costo, El amplificador PA340cc de alta tensión anteriormente seleccionado por presentar un menor costo con U\$ 15 es el elegido, como la salida de corriente

máxima del amplificador PA340cc es  $I_{out} = \pm 120$  [mA] se hace necesario colocar una etapa Clase B a la salida del amplificador. Para la etapa clase B se hace necesario buscar transistores complementarios de potencia Darlington ya que a diferencia de los amplificadores BJT de potencia estos presentan una alta ganancia de corriente ( $h_{fe}$ ) [9] [10], evitando que el amplificador de tensión PA340cc se exija al máximo por corriente y así poder evitar daños por parte del amplificador. En la tabla 14 se presentan los transistores Darlington de potencia con sus características.

Tabla 13.

*Lista de precios y características de transistores Darlington.*

Transistores Darlington				
Referencia Tipo	Precio unitario [Us]	Tensión maxima VCEO[V]	Tensión maxima VCBO[V]	Corriente maxima colector [A]
MJH11022-NPN	3.49	250	250	15
MJH11020-PNP	3.49	200	200	15
BU941ZPFI-NPN	3.87	350	300	15
BU941ZT- NPN	3.57	350	300	15
MJH11021-PNP	3.96	250	250	15
MJH11019-NPN	3.96	200	200	15
STD03P-PNP	5.67	160	160	15
STD03N-NPN	5.7	160	160	15

En la tabla 14 se muestra la lista de transistores Darlington siendo elegidos el par complementario MJH11022 y MJH11020 ya que cumplen con características máximas de tensión y corriente máxima a la salida y presentan el menor costo.

En la figura 20 se presenta la fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador.

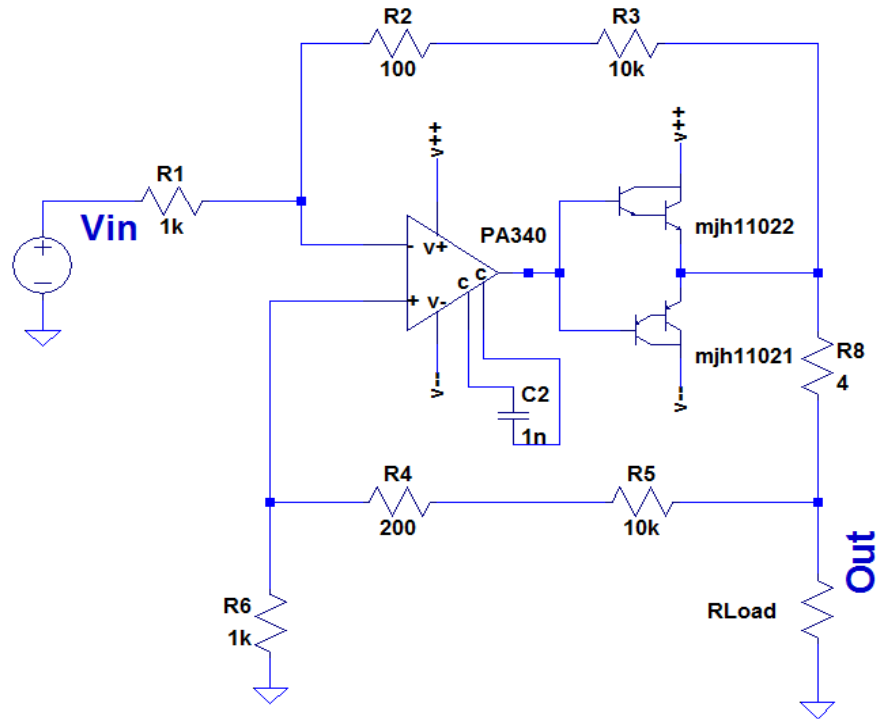
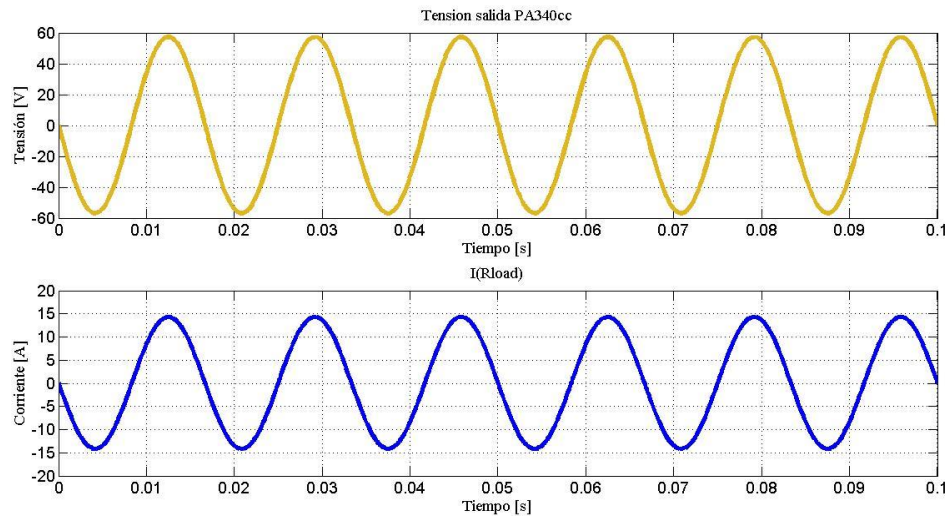


Figura 21. Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador.

La fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador presentada en la figura 20 tiene un costo aproximado de US\$ 62 lo cual indica que es un diseño económico, en la figura 21 se presentan los resultados de la simulación.



*Figura 22.* Resultados simulación Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador con una tensión de entrada  $v_{in} = \pm 5.65$  [V] con una carga de  $10$  [m $\Omega$ ].

Los resultados obtenidos en la figura 21. Muestran que el nivel de corriente máxima a la salida (Amarilla) solicitada por el medidor de energía está cumpliendo y no se está perdiendo la señal a la salida del amplificador de tensión (Azul), llegando al conclusión de que es la mejor solución tanto en costos, tamaño y linealidad. A continuación se presentan otras 2 etapas necesarias para adecuar los niveles de tensión y aislar cargas para la Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador.

**4.3.1 Amplificador de instrumentación para adecuar los niveles de corriente:** Para el secundario del transformador del sensor altea se tiene que las señales son diferenciales y que los niveles de tensión son muy bajos, lo cual se hace necesario utilizar un amplificador de instrumentación con el fin de reducir las señales de ruido y modo común. En la tabla 14 se

presentaron los amplificadores de instrumentación dando como resultados la elección del amplificador AD8221 esto debido a costos y utilidad, en la figura 22 se observa el esquema usado.

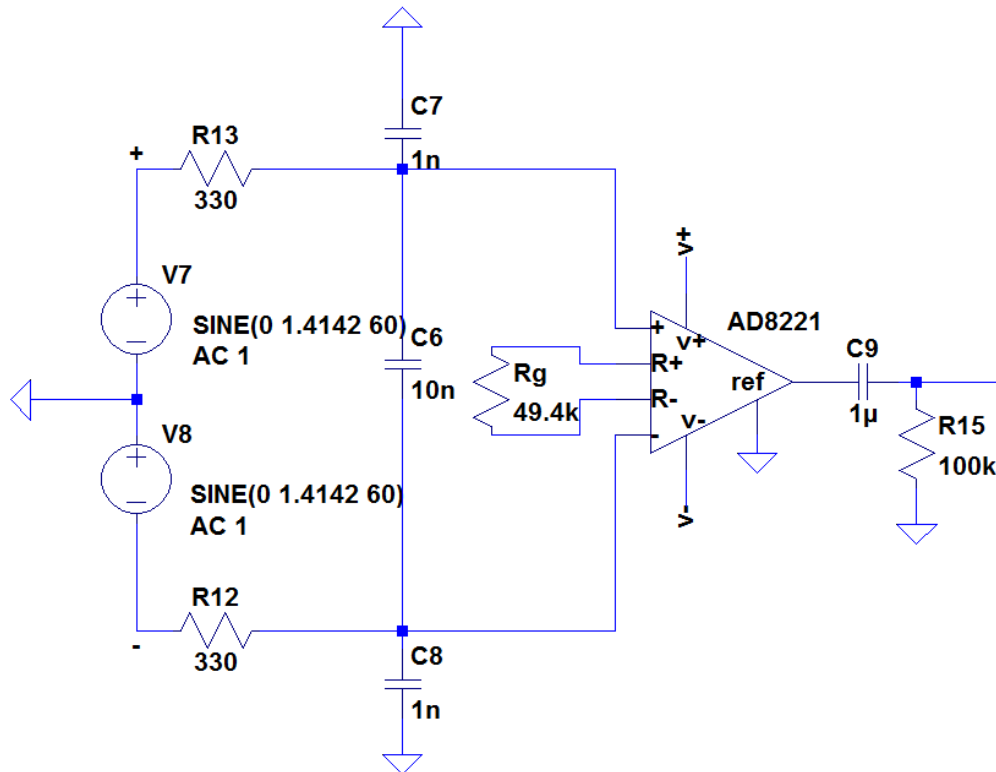


Figura 23. Amplificador de instrumentación Con ganancia  $K_v = 2$  [V/V].

Para la configuración del amplificador de instrumentación de la figura 22 se escogió una ganancia  $K_v = 2$  [V/V], para ajustar que la corriente a la salida del amplificador de transconductancia sea el valor nominal de corriente que requiere el medidor de energía, la ganancia está configurada por el valor de la resistencia  $R_g$ , los capacitores y resistencias a la entrada diferencial y a la salida trabajan como filtros pasabajas y pasaaltas respectivamente (ver sección 3.3 se muestra con detalle el cálculo de la frecuencia de corte de cada filtro). La ecuación para el cálculo de la ganancia es la siguiente:

$$Kv = 1 + \frac{49.4 \text{ k}}{Rg} = 2 \text{ [V/V]} \quad (3)$$

**4.3.2 Seguidor de tensión.** Su principal función es la de suministrar la misma tensión tanto a la entrada como a la salida independientemente de la carga que se acople [5] [10] [11], para el caso de estudio se realizó la búsqueda de un amplificador con baja tensión de offset y un rango de alimentación que cumpla con rangos de tensión  $\pm 565.68 \text{ [mV]} \leq V \leq \pm 5.656 \text{ [V]}$  en la tabla 15 se presentan los amplificadores de tensión que cumplen con dichas características.

Tabla 14.

*Lista amplificadores de tensión con bajo nivel de offset.*

Amplificadores de tensión con bajo nivel de offset				
Referencia	Precio unitario [Us]	Rango de alimentación [V]	Ancho de banda (@ G=1)	Vos [Uv]
OPA188	2,82	$\pm 2 \text{ V to } \pm 18$	2 [MHZ]	25
ADA4841	3,48	$\pm 1.35 \text{ V to } \pm 6$	80 [MHZ]	300
OPA735	3,27	$\pm 1.35 \text{ V to } \pm 6$	1.6 [MHZ]	5
ICL7650	6,12	$\pm 2.25 \text{ V to } \pm 8$	2 [MHZ]	5
TLC2654	5,32	$\pm 2.3 \text{ V to } \pm 8$	1.9 [MHZ]	10
TC7652	5,86	$\pm 2.5 \text{ V to } \pm 8$	400 [KHZ]	10
TC7650	4,47	$\pm 2.25 \text{ V to } \pm 8$	2 [MHZ]	5
OPA192	3,17	$\pm 2.25 \text{ V to } \pm 18$	10 [MHZ]	5
ADA4625	4,81	$\pm 2.25 \text{ V to } \pm 18$	18 [MHZ]	15

Nota: Se presentan los amplificadores que cumplen con características como tensión de offset, rango de alimentación y ancho de banda con sus respectivos precios.

Según lo presentado en la tabla 15 el amplificador OPA188 fue el elegido ya que cumple con las características de bajo nivel de offset, rango de alimentación y presenta el menor costo.

#### 4.4 Resultado final amplificador de transconductancia.

El resultado final del amplificador de transconductancia se presenta en la figura 23.

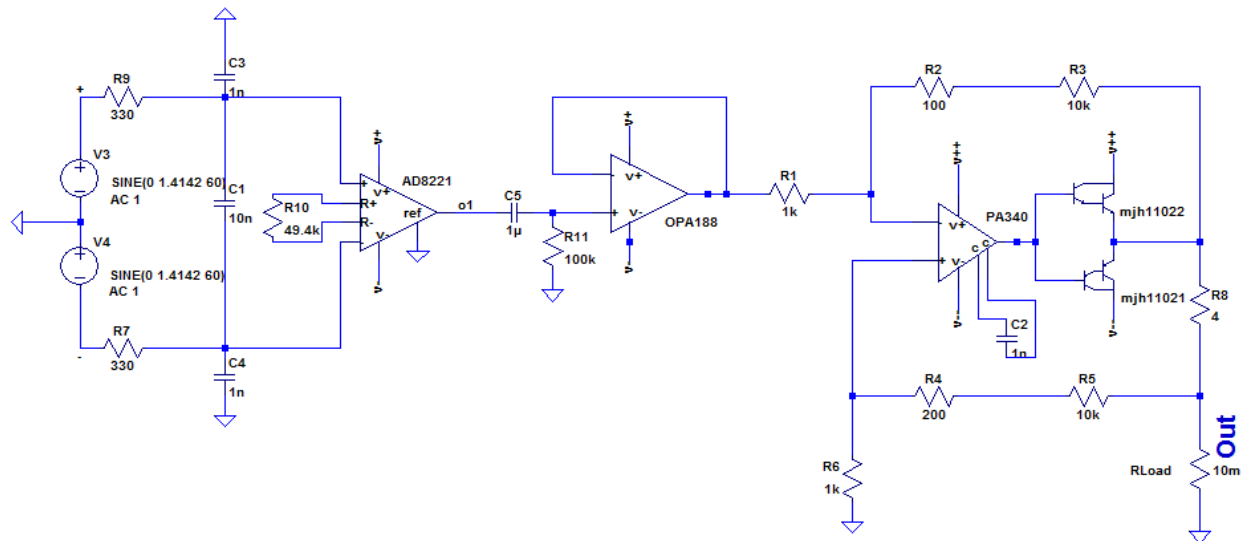


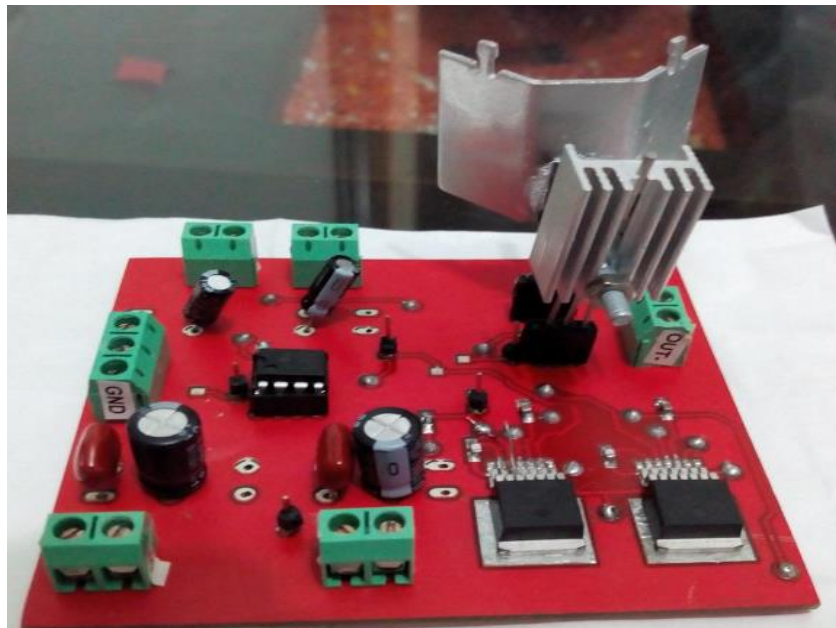
Figura 24. Amplificador de transconductancia final.

En la figura 23 se presenta el amplificador de transconductancia final el cual consta de 3 etapas: La primer etapa es la de instrumentación con una ganancia  $K_v = 2$  [V/V] que cumple la función de amplificar y adecuar las señales, la segunda etapa es un seguidor de tensión el cual cumple la función de aislar la carga de salida del amplificador de instrumentación con la carga de entrada de la fuente de corriente controlada por tensión y la tercera etapa consta de Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida clase B a la salida del amplificador cumpliendo la función de suministrar una corriente de salida constante al variar la carga. El amplificador de transconductancia final tiene una ganancia  $K_G = 2.5$  [A/V], un rango de tensión diferencial de entrada  $\pm 282.84$  [mV]  $\leq v_{id} \leq \pm 2.828$  [V] y un costo estimado de U\$ 80, siendo U\$ 48.96 más económico que el amplificador PA12A y cumpliendo con las especificaciones de conexión del

transformador del medidor de energía .A continuación se muestran los resultados de cada amplificador.

## 5. Resultados

Debido a la baja disponibilidad de presupuesto solo se logró implementar un prototipo final de amplificador de tensión a bajo costo como se muestra en la figura 24.



*Figura 25.* Prototipo final amplificador de tensión.

Para el amplificador de tensión y transconductancia presentados anteriormente Las mejores soluciones fueron: para el amplificador de tensión la etapa clase B realimentado y para el amplificador de transconductancia la Fuente de corriente controlada por tensión con etapa de salida

clase B a la salida del amplificador ya que presentan un bajo costo, menor tamaño y alta linealidad. Para el amplificador de tensión se llevaron a cabo 4 pruebas con el fin de verificar su correcto funcionamiento: prueba de ganancia a baja tensión, prueba a tensión de mínimo funcionamiento para el medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 10 [VA], prueba de tensión de salida máxima con una carga por fase de 10 [VA] y prueba de ancho de banda. Para el amplificador de transconductancia solo se muestran los resultados de las simulaciones, las cuales son: Prueba de corriente mínima para el funcionamiento del medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 1 [VA], Prueba de corriente máxima para el funcionamiento del medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 1 [VA] y prueba de ancho de banda.

### 5.1 Prueba de ganancia a baja tensión.

Como el generador de ondas del laboratorio no puede generar 2 señales senoidales desfasadas  $180^\circ$  entre sí se realizó un arreglo para generar las 2 señales desfasadas, el arreglo se presenta en la figura 25.

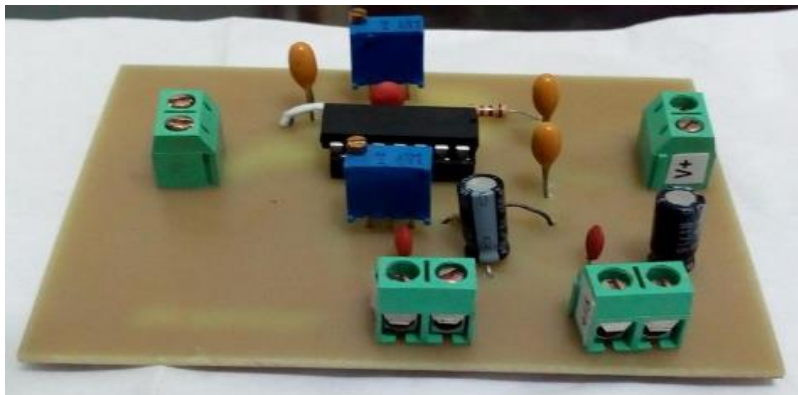


Figura 26. Arreglo para generar las 2 señales senoidales desfasadas  $180^\circ$  entre sí.

Para esta prueba se tiene que las señales senoidales diferenciales tienen un valor de entrada de  $v_{id} = \pm 1[V]$  o de  $\pm 500 [mV]$  para cada entrada senoidal con un desfase de  $180^\circ$  entre sí como se muestran en la figura 26.

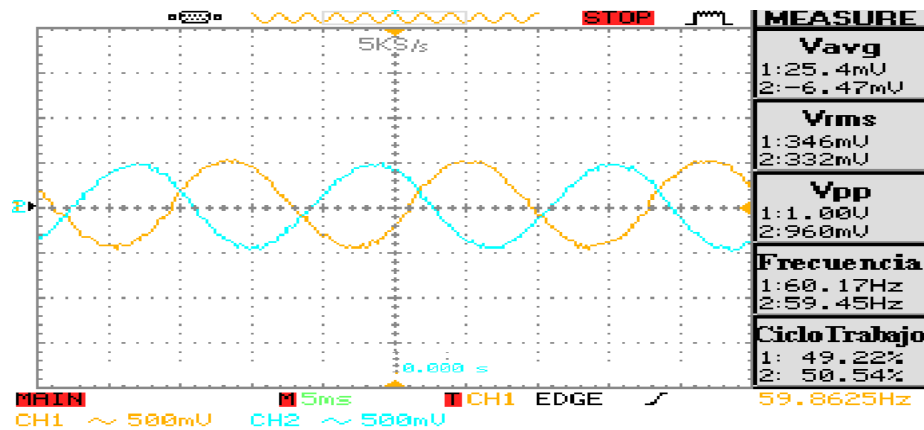


Figura 27. Resultados tensión de entrada diferencial para el amplificador de tensión.

Estas señales ingresan a una configuración amplificadora diferencial de ganancia  $K_v = 4 [V/V]$  la cual amplifica la señal a un valor cercano a los 4 [V] y muestra una sola señal senoidal como se muestra en la figura 27.

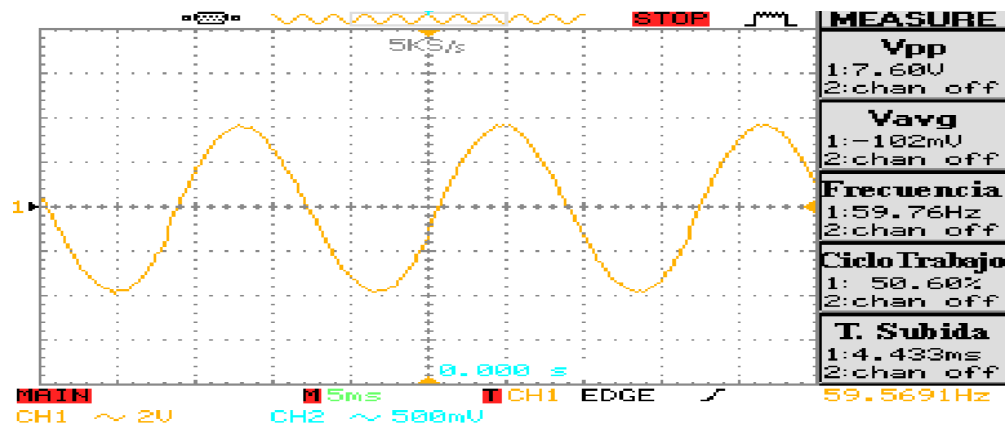


Figura 28. Resultados experimentales Tensión de salida amplificador diferencial con una ganancia  $K_v = 4 [V/V]$  para el prototipo implementado.

La señal proveniente del amplificador inversor ingresa al primer amplificador de alta tensión PA340cc el cual tiene una configuración no inversora con ganancia  $K_v = 7$  [V/V] amplificando la señal a 26 [V] como se muestra en la figura 28.

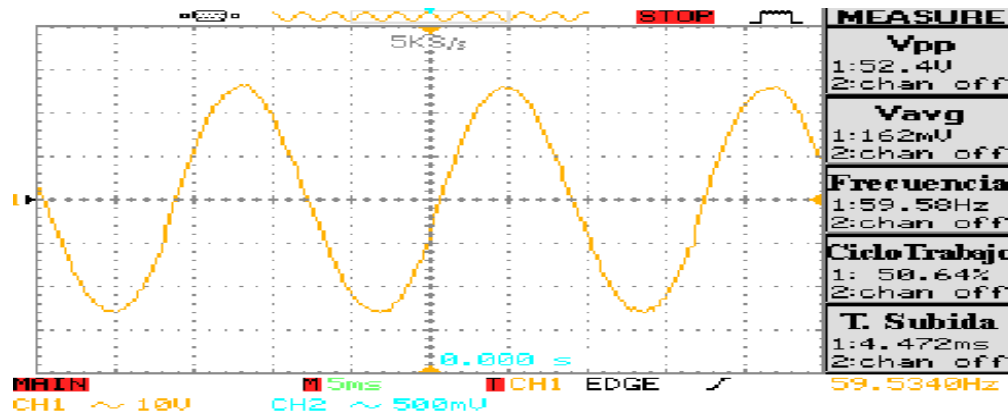


Figura 29. Resultados experimentales Tensión de salida amplificador no inversor PA340cc para el prototipo implementado.

La última etapa del amplificador de tensión consta de una etapa Clase B realimentada negativa la cual corrige y da como resultado el valor de la ganancia esperada de tensión  $K_v = 28$  [V/V] esperada como se muestra en la figura 29.

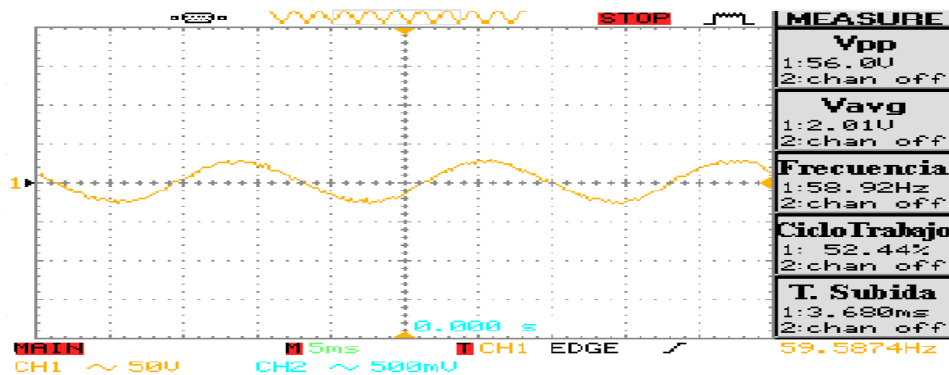


Figura 30. Resultados experimentales Tensión de salida final realimentada para el prototipo implementado.

Los resultados de la simulación obtenidas para cada etapa del amplificador de tensión se muestran en la figura 30.

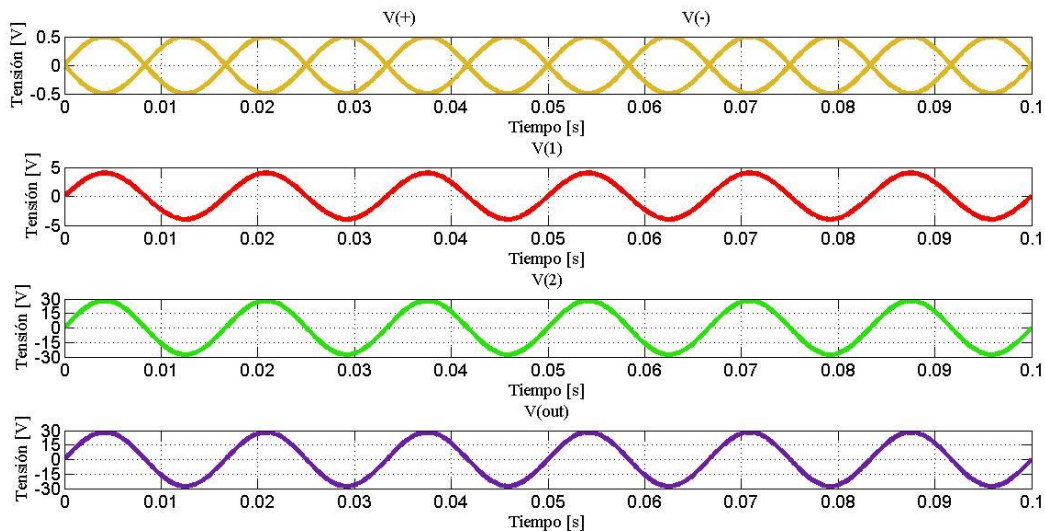


Figura 31. Resultados para cada etapa del amplificador de tensión obtenida por la herramienta de simulación.

Los resultados para la figura 30 presentan las tensiones de entrada diferencial al amplificador de tensión positiva (Azul) y negativa (Amarilla), la tensión de salida del amplificador de instrumentación (Roja) con ganancia  $K_v = 4 [V/V]$ , la salida del amplificador de tensión PA340cc (Verde claro) con configuración no inversora y ganancia  $K_v = 7 [V/V]$  con respecto a la salida del amplificador de instrumentación y por último la salida del amplificador clase B realimentado (Morada) con ganancia total  $K_v = 28 [V/V]$  para un tiempo de simulación de 100 [ms].

## 5.2 Prueba a tensión de mínimo funcionamiento para el medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 10[VA].

Según las especificaciones del medidor de energía del fabricante Itron las especificaciones de conexión directa para garantizar un correcto funcionamiento el medidor de energía acepta una tensión mínima de 57.7 [V r.m.s] o 81.6 [V], la cual es necesaria una resistencia a la salida de 333.3 [ $\Omega$ ] para cumplir que la carga por fase sea de 10 [VA]. La tensión de entrada diferencial es de  $v_{id} = \pm 2.91$  [V] o de  $\pm 1.457$ [V] para cada entrada senoidal con un desfase de  $180^\circ$  entre sí como se muestra en la figura 31.

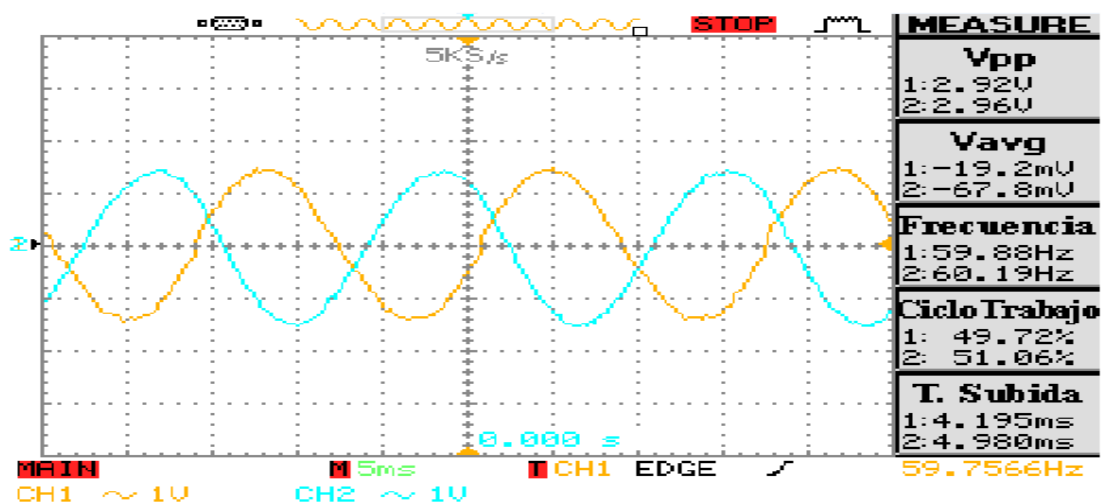


Figura 32. Resultados experimentales tensión de entrada diferencial para el amplificador de tensión.

El resultado a la salida para el amplificador con un valor de tensión de 81.6 [V] se observa en la figura 32, cumpliendo que la resistencia conectada a la carga es de 333.3 [ $\Omega$ ] lo cual tendrá una carga por fase de 10 [VA].

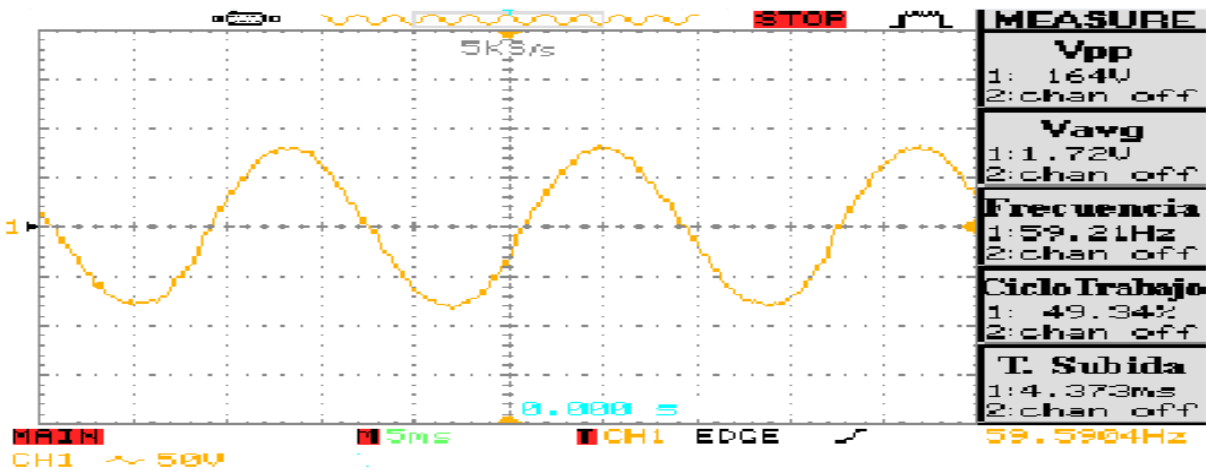


Figura 33. Resultados experimentales Tensión de salida final realimentada con una resistencia conectada a la carga  $R_{Load}=333.33 \text{ } [\Omega]$  del prototipo implementado.

A continuación se presentan los resultados de la simulación.

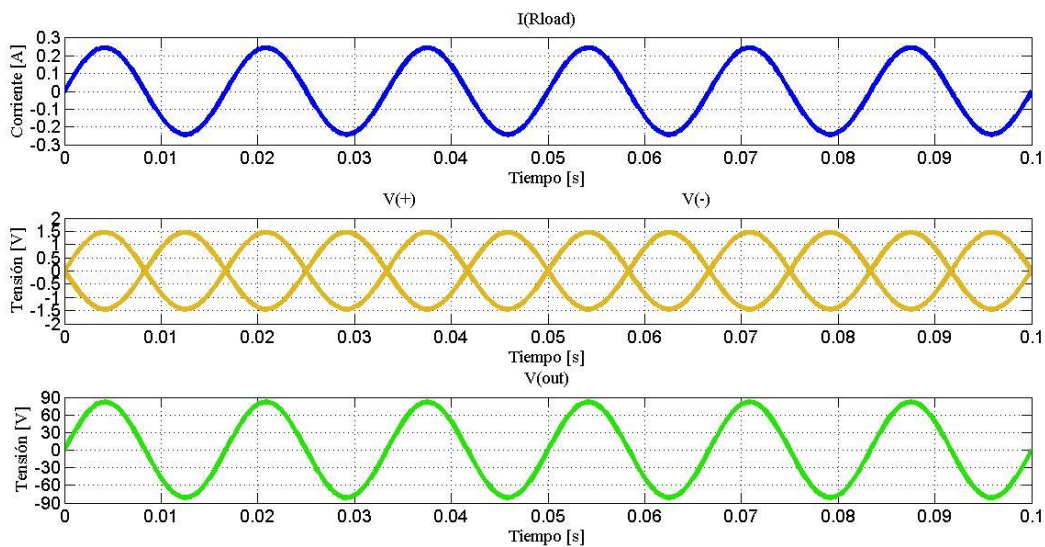


Figura 34. Resultados para la tensión de entrada diferencial del amplificador y la salida de tensión y corriente con una  $R_{load}=333.33 \text{ } [\Omega]$  obtenida por la herramienta de simulación.

Para la simulación de la figura 33 se puede ver que la corriente a la salida en la carga (Azul) es de 245 [mA] la cual es la corriente máxima que se entregara a la salida a una resistencia de carga  $R_{load} = 333.33 \text{ } [\Omega]$  para una carga por fase de 10 [VA], seguido de las tensiones de entrada diferencial positiva (Amarilla) y negativa (Roja). Y por último se presenta la salida de tensión a la carga (Verde claro) para un tiempo de simulación de 100 [ms].

Por medio del software de simulación se presenta la transformada de Fourier de la corriente a la salida de la carga en la figura 34.

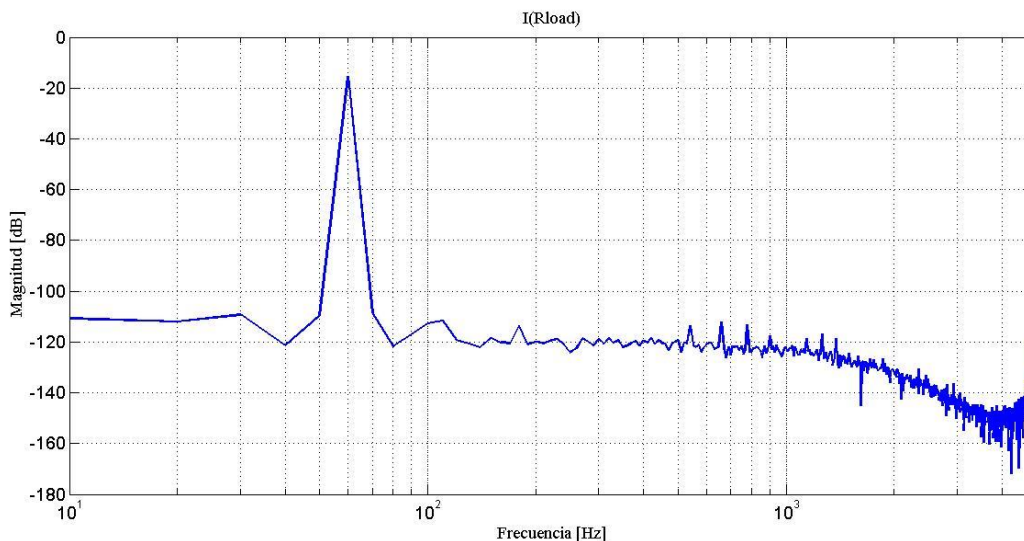


Figura 35. Transformada de Fourier para la corriente a la salida de la carga obtenida con una frecuencia de 60 [Hz] a una carga  $R_{load} = 333.33 \text{ } [\Omega]$  obtenida de la simulación.

Los resultados obtenidos a partir de la figura 34 muestran que la corriente fundamental a la salida de la carga esta a una frecuencia de 60 [Hz] y tiene un valor de 172.4797 [A r.m.s], para los demás armónicos el valor es muy bajo en relación con la componente fundamental lo cual indica que la señal presenta una baja distorsión armónica (THD).A continuación se presentan los

resultados de la distorsión armónica total (THD) para cada software de simulación (LTspice, ORcad Capture y TINA-TI) para 60 armónicos.

Tabla 15.

*Resultados Distorsión armónica total (THD) para la corriente a la salida de la carga a una frecuencia de 60 [Hz] y una carga  $R_{load}=333.33 [\Omega]$ .*

Simulador		
LTspice	ORcad capture	TINA-TI
<b>I(RLoad)= 0.015453%</b>	I(RLoad)=0.004466%	I(RLoad)= 0.07839%

Según lo presentado en la tabla 16 dan a conocer que para cada software de simulación los resultados de distorsión armónica total es baja y están muy cerca entre si dado que su usaron los mismos modelos de simulación para cada simulador.

### 5.3 Prueba de tensión de salida máxima con una carga por fase de 10 [VA].

La tensión de entrada diferencial que debe entrar al amplificador de tensión es  $v_{id} = \pm 3.57 [V]$  o de  $\pm 1.785 [V]$  para cada entrada senoidal con un desfase de  $180^\circ$  entre sí las cuales se presenta en la figura 35.

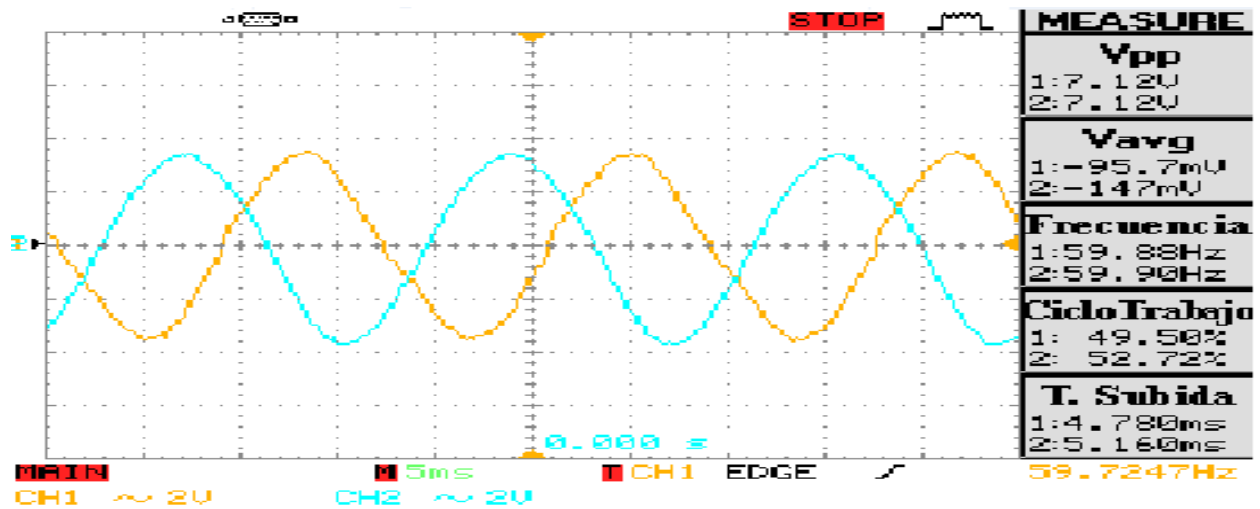


Figura 36. Resultado tensión de entrada diferencial a 60 [Hz] para tener una salida máxima de voltaje para el amplificador de tensión.

El resultado a la salida para el amplificador de tensión máximo de  $\pm 100$  [V] con resistencia a la salida  $R_{load} = 500$  [ $\Omega$ ] para cumplir una carga por fase de 10[VA] a una frecuencia de 60 [Hz] se presenta en la figura 36.

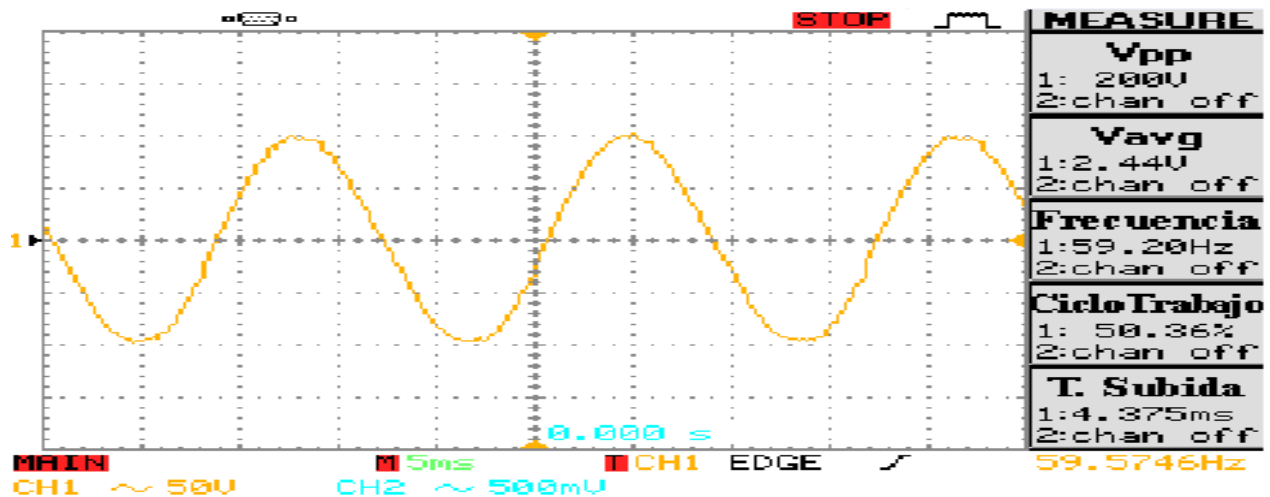


Figura 37. Resultado tensión a la salida máxima con una carga a la salida  $R_{load} = 500$  [ $\Omega$ ] a 60 [Hz] y una carga por fase de 10 [VA].

A continuación se presentan los resultados de la simulación.

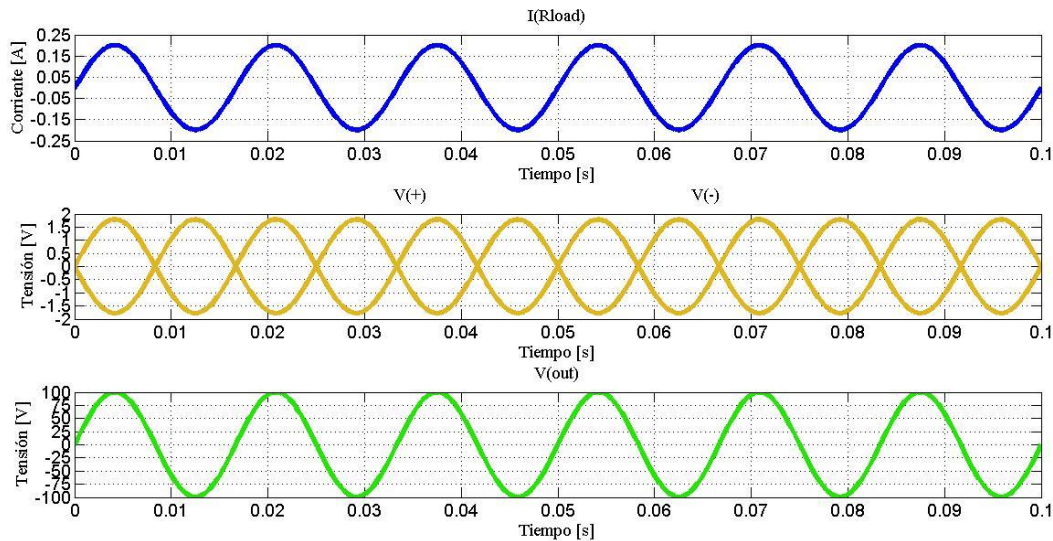


Figura 38. Resultados para la tensión de entrada diferencial del amplificador y la salida de tensión y corriente con una  $R_{load}=333.33 \text{ } [\Omega]$  obtenida por la herramienta de simulación.

Para la simulación de la figura 37 se puede ver que la corriente a la salida en la carga (Azul) es de 200 [mA] la cual es la corriente que se entregara a la salida a una resistencia de carga  $R_{load}=500 \text{ } [\Omega]$  para cumplir que la carga por fase de 10 [VA], seguido de las tensiones de entrada diferencial positiva (Amarilla) y negativa (Roja). Y por último se presenta la salida de tensión máxima a la carga (Verde claro) con un valor de  $\pm 100 \text{ } [V]$  para un tiempo de simulación de 100 [ms].

Por medio del software de simulación se presenta la transformada de Fourier de la corriente a la salida de la carga en la figura 38.

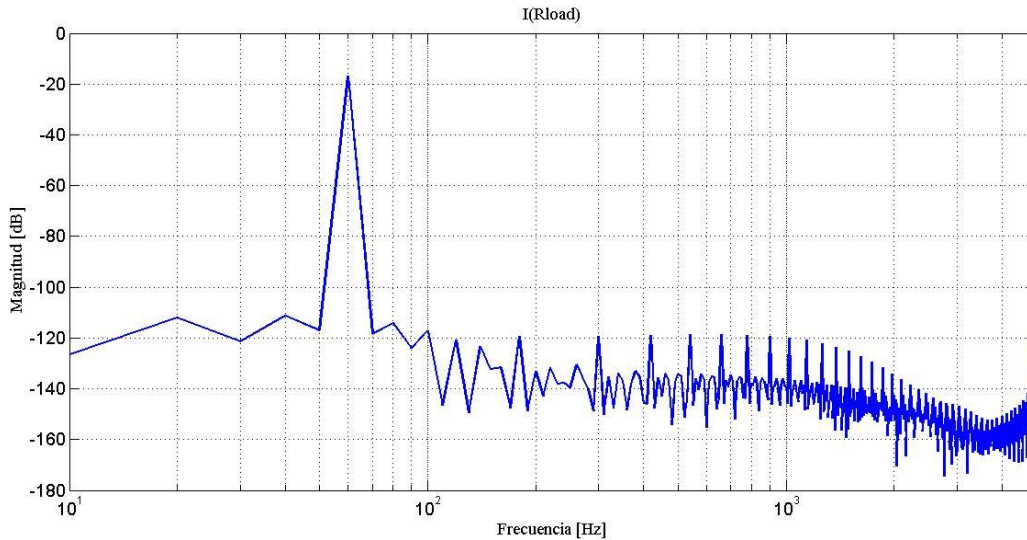


Figura 39. Transformada de Fourier para la corriente a la salida de la carga obtenida con una frecuencia de 60 [Hz] a una carga  $R_{load}=500 [\Omega]$  obtenida de la simulación.

Los resultados obtenidos a partir de la figura 38 muestran que la corriente fundamental a la salida de la carga está a una frecuencia de 60 [Hz] y tiene un valor de 140.8176 [A r.m.s], para los demás armónicos el valor es muy bajo en relación con la componente fundamental lo cual indica que la señal presenta una baja distorsión armónica (THD). A continuación se presentan los resultados de la distorsión armónica total (THD) para cada software de simulación (LTspice, Orcad Capture y TINA-TI) para 60 armónicos.

Tabla 16.

*Resultados Distorsión armónica total (THD) para la corriente a la salida de la carga a una frecuencia de 60 [Hz] y una carga  $R_{load}=500[\Omega]$ .*

Simulador		
LTspice	Orcad capture	TINA-TI
$I(R_{Load})= 0.5457\%$	$I(R_{Load})= 0.7684\%$	$I(R_{Load})= 0.1038\%$

Según lo presentado en la tabla 17 dan a conocer que para cada software de simulación los resultados de distorsión armónica total es baja y están muy cerca entre si dado que su usaron los mismos modelos de simulación para cada simulador.

#### 5.4 Prueba ancho de banda amplificador de tensión.

Para la prueba de ancho de banda se realizó un barrido en ac con valor en la entrada de 1 con una frecuencia inicial de barrido desde 1[mHz] hasta 1 [MHz], la tensión de salida para la simulación se muestra en la figura 39.

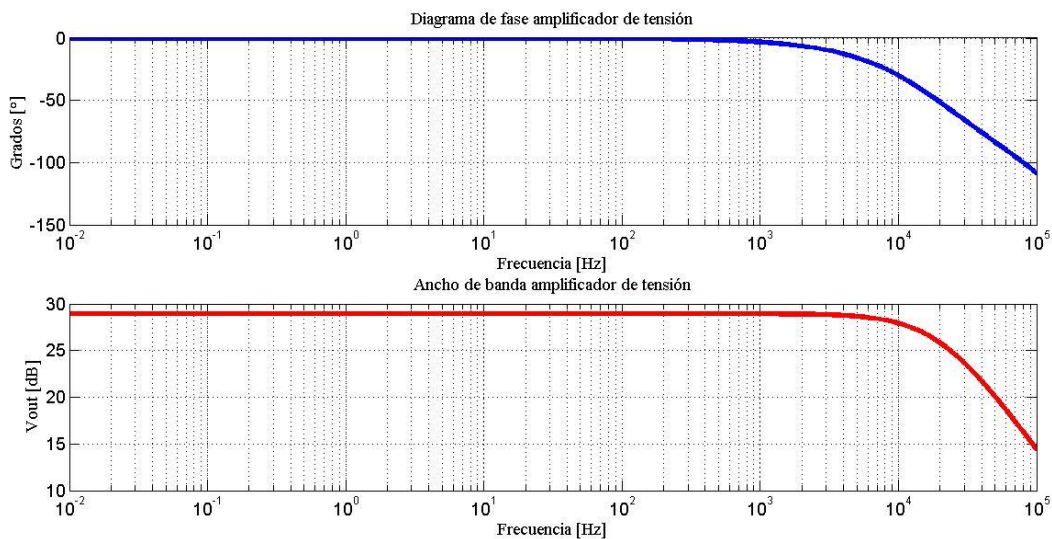


Figura 40. Ancho de banda y diagrama de fase para del amplificador de tensión obtenida en la simulación.

Para la figura 39 se obtiene que la magnitud máxima de tensión es de 28.98 [dB] por lo que la frecuencia de corte estará ubicada 3 [dB] por debajo de la magnitud máximo, por lo tanto el valor de 25.98 [dB] para la frecuencia de corte inferior (FI) se ubica en 1.613 [Hz] y para la frecuencia

de corte superior ( $F_h$ ) se situa en 22.66 [KHz]. Por lo que el ancho de banda ( $B_w$ ) se puede determinar de la siguiente forma:

$$B_w = F_h - F_l \approx 22.66[\text{KHz}] \quad (3)$$

Los resultados del ancho de banda para el voltaje a la salida del amplificador de tensión para cada software de simulación se presentan en la tabla 18.

Tabla 17.

*Resultados Ancho de banda para el amplificador de tensión en cada simulador.*

Simulador		
LTspice	ORcad capture	TINA-TI
<b>Bw= 22.46 [KHz]</b>	Bw= 23.5 [KHz]	Bw= 22.95 [KHz]

Según lo presentado en la tabla 18 dan a conocer para cada software de simulación los resultados de ancho de banda los cuales están muy cerca dado que se usaron los mismos modelos de simulación para cada simulador.

Debido a que no se contaba con un buen presupuesto no se pudo implementar un prototipo para verificar los resultados reales con la simulación, por lo que a continuación se presentan los resultados de cada prueba del amplificador de transconductancia simulados.

### **5.5 Prueba de corriente nominal para el funcionamiento del medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 1 [VA].**

Para esta prueba se tiene que las señales senoidales diferenciales tienen un valor a la entrada de  $v_{id} = \pm 282.8$  [mV] o de  $\pm 141.4$  [mV] para cada entrada senoidal con un desfase de  $180^\circ$  entre sí, seguido de una etapa de instrumentación con una ganancia  $K_v = 2$  [V/V] para adecuar que la

tensión sea de  $\pm 565.65$  [mV] y la corriente a la salida sea  $I_{out}=\pm 1.4142$  [A] para cumplir que el valor de la carga por fase sea de 1[VA] la carga a la salida será de  $1[\Omega]$ . Los resultados de la simulación se presentan a continuación.

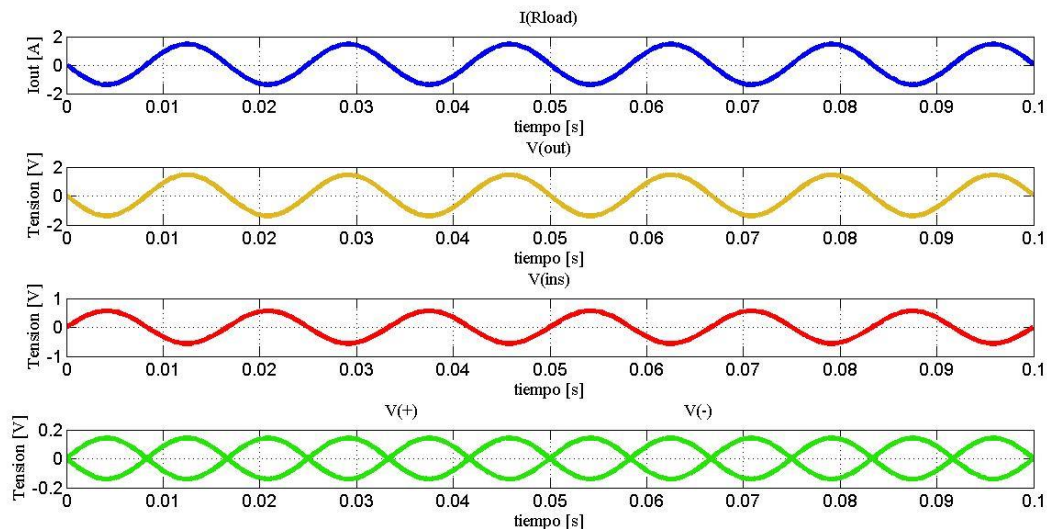


Figura 41. Resultados simulación prueba de corriente nominal a la salida con una carga  $R_{load}=1[\Omega]$  a una frecuencia de 60 [Hz].

Para la simulación de la figura 40 se puede ver que la corriente a la salida en la carga (Azul) es de  $I(Rload)=\pm 1.41$  [A] la cual es la corriente que se entregara a la salida a una resistencia de carga  $R_{load}= 1[\Omega]$  para cumplir que la carga por fase de 1[VA], la tensión a la salida (Amarilla) tiene un valor  $V_{out}=\pm 1.41$ [V] ,seguido de la tensión de salida del amplificador de instrumentación (Roja), y por ultimo las tensiones de entrada diferencial positiva (Verde claro) y negativa (Purpura) para un tiempo de simulación de 100 [ms].

Por medio del software de simulación se presenta la transformada de Fourier de la corriente a la salida de la carga en la figura 41.

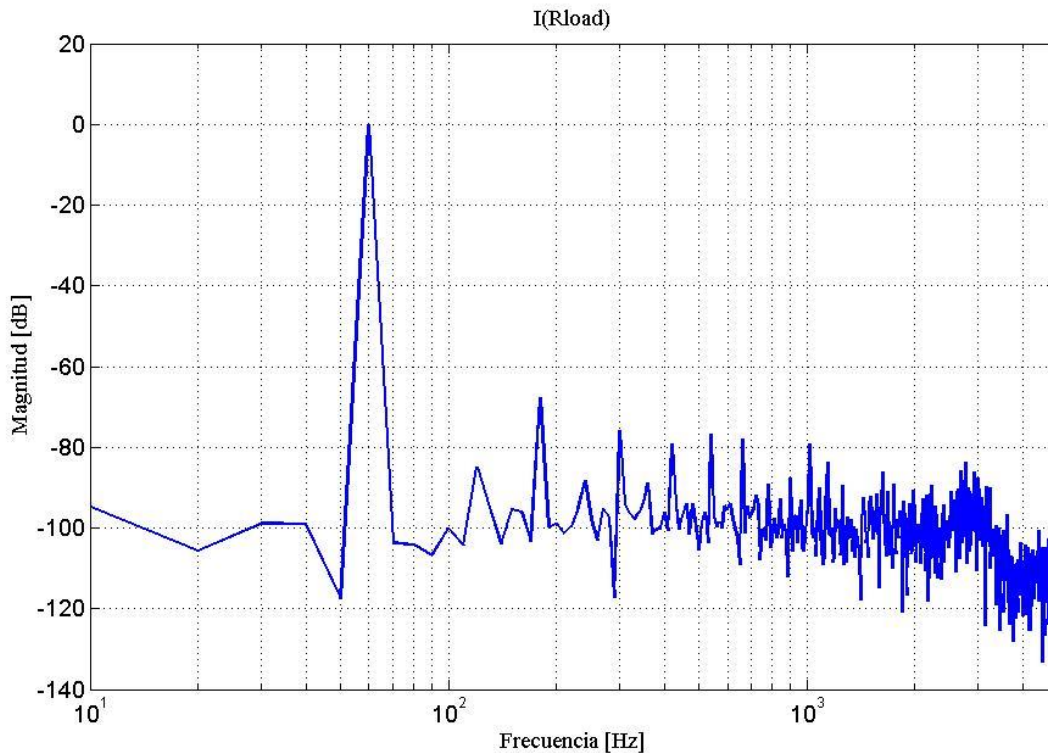


Figura 42. Transformada de Fourier para la corriente a la salida de la carga obtenida con una frecuencia de 60 [Hz] a una carga  $R_{load}=1$  [ $\Omega$ ] obtenida de la simulación.

Los resultados obtenidos a partir de la figura 41 muestran que la corriente fundamental a la salida de la carga está a una frecuencia de 60 [Hz] y tiene un valor de 1.004 [A r.m.s], para los demás armónicos el valor es muy bajo en relación con la componente fundamental lo cual indica que la señal presenta una baja distorsión armónica (THD). A continuación se presentan los resultados de la distorsión armónica total (THD) para cada software de simulación (LTspice, ORcad Capture y TINA-TI) para 60 armónicos.

Tabla 18.

*Resultados Distorsión armónica total (THD) para la corriente nominal a la salida de la carga.*

<b>Simulador</b>		
<b>LTspice</b>	ORcad capture	TINA-TI
<b>I(RLoad)=</b>	I(RLoad)=	I(RLoad)=
<b>0.04211%</b>	0.0327%	0.1027%

Según lo presentado en la tabla 19 dan a conocer que para cada software de simulación los resultados de distorsión armónica total es baja y están muy cerca entre si dado que su usaron los mismos modelos de simulación para cada simulador.

### **5.6 Prueba de corriente máxima para el funcionamiento del medidor de energía del fabricante Itron con una carga por fase de 1 [VA].**

Para esta prueba se tiene que las señales senoidales diferenciales tienen un valor a la entrada de  $v_{id} = \pm 2.828$  [V] o de  $\pm 1.414$  [V] para cada entrada senoidal con un desfase de  $180^\circ$  entre sí, seguido de una etapa de instrumentación con una ganancia  $K_v = 2$  [V/V] para adecuar que la tensión sea de  $\pm 5.656$  [V] y la corriente a la salida sea  $I_{out} = \pm 14.142$  [A] para cumplir que el valor de la carga por fase sea de 1[VA] la carga a la salida será de  $10[m\Omega]$ . Los resultados de la simulación se presentan a continuación.

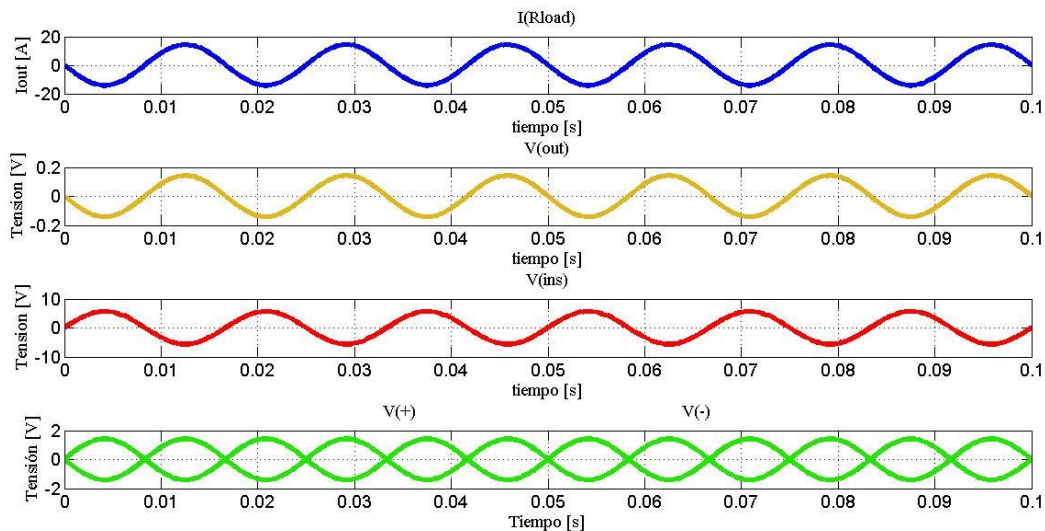


Figura 43. Resultados simulación prueba de corriente máxima a la salida con una carga  $R_{load}=10[m\Omega]$  a una frecuencia de 60 [Hz].

Para la simulación de la figura 41 se puede ver que la corriente máxima a la salida en la carga (Azul) es de  $I(R_{load})=\pm 14.14$  [A] la cual es la corriente que se entregara a la salida a una resistencia de carga  $R_{load}= 10[m\Omega]$  para cumplir que la carga por fase de 1[VA], la tensión a la salida (Amarilla) tiene un valor  $V_{out}=\pm 141.4[mV]$ , seguido de la tensión de salida del amplificador de instrumentación (Roja), y por ultimo las tensiones de entrada diferencial positiva (Verde claro) y negativa (Purpura) para un tiempo de simulación de 100 [ms].

Por medio del software de simulación se presenta la transformada de Fourier de la corriente a la salida de la carga en la figura 43.

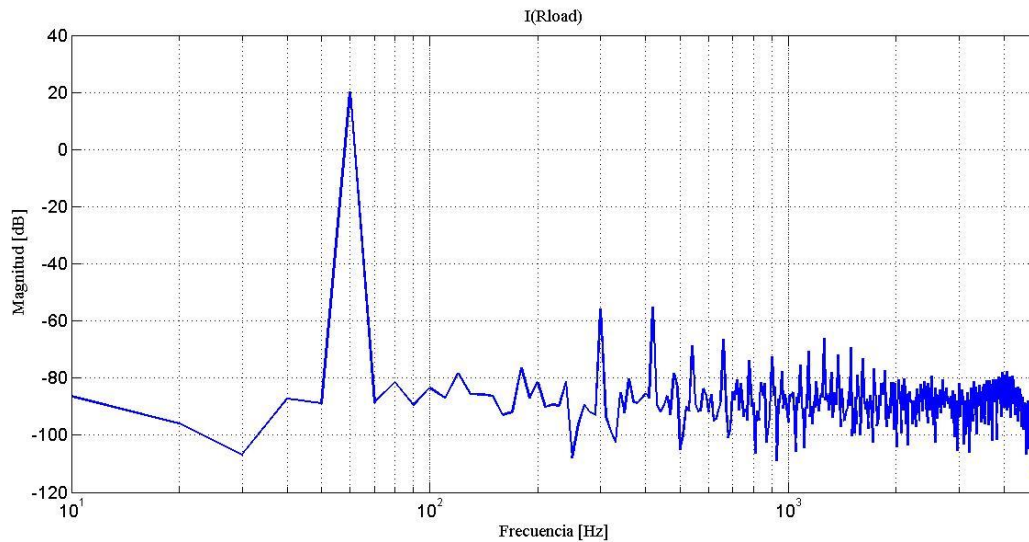


Figura 44. Transformada de Fourier para la corriente a la salida de la carga obtenida con una frecuencia de 60 [Hz] a una carga  $R_{load}=10$  [m $\Omega$ ] obtenida de la simulación.

Los resultados obtenidos a partir de la figura 43 muestran que la corriente fundamental a la salida de la carga está a una frecuencia de 60 [Hz] y tiene un valor de 10.002 [A r.m.s], para los demás armónicos el valor es muy bajo en relación con la componente fundamental lo cual indica que la señal presenta una baja distorsión armónica (THD). A continuación se presentan los resultados de la distorsión armónica total (THD) para cada software de simulación (LTspice, Orcad Capture y TINA-TI) para 60 armónicos.

Tabla 19.

Resultados Distorsión armónica total (THD) para la corriente máxima a la salida de la carga.

Simulador		
<b>LTspice</b>	Orcad capture	TINA-TI
<b>I(RLoad)=</b>	I(RLoad)=	I(RLoad)=
<b>0.3295%</b>	0.3283%	0.3098%

Según lo presentado en la tabla 20 dan a conocer que para cada software de simulación los resultados de distorsión armónica total es baja y están muy cerca entre si dado que su usaron los mismos modelos de simulación para cada simulador.

### 5.7 Prueba ancho de banda amplificador de transconductancia.

Para la prueba de ancho de banda se realizó un barrido en ac con valor en la entrada de 1 con una frecuencia inicial de barrido desde 1[mHz] hasta 1 [MHz], la tensión de salida para la simulación se muestra en la figura 44.

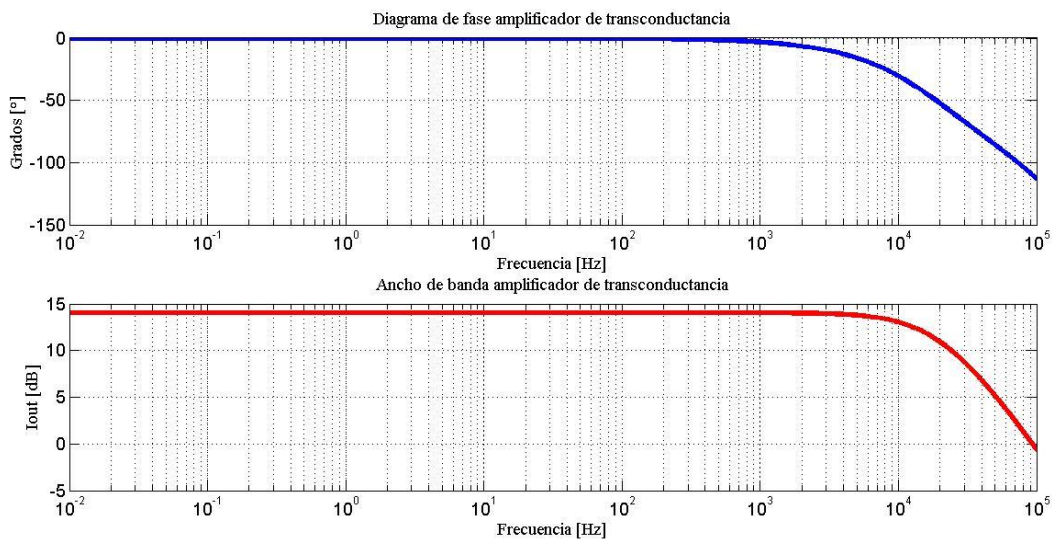


Figura 45. Ancho de banda y Diagrama de fase para la corriente a la salida del amplificador de transconductancia obtenida de la simulación.

Para la figura 44 se obtiene que la magnitud máxima de corriente es de 14.09 [dB] por lo que la frecuencia de corte estará ubicada 3 [dB] por debajo de la magnitud máximo, por lo tanto el valor de 25.98 [dB] para la frecuencia de corte inferior (FI) se ubica en 1.613 [Hz] y para la

frecuencia de corte superior ( $F_h$ ) se situa en 22.95 [KHz]. Por lo que el ancho de banda ( $B_w$ ) se puede determinar de la siguiente forma:

$$B_w = F_h - F_l \approx 22.96[\text{KHz}] \quad (3)$$

Los resultados del ancho de banda para el voltaje a la salida del amplificador de transconductancia para cada software de simulación se presentan en la tabla 21.

Tabla 20.

*Resultados ancho de banda amplificador de transconductancia para cada simulador.*

Simulador		
LTspice	ORcad capture	TINA-TI
<b>Bw= 22.96 [KHz]</b>	Bw= 23.1 [KHz]	Bw= 22.5 [KHz]

Según lo presentado en la tabla 21 dan a conocer para cada software de simulación los resultados de ancho de banda los cuales están muy cerca dado que se usaron los mismos modelos de simulación para cada simulador.

A continuación se presentan las Observaciones y mejoras futuras del presente trabajo de grado realizado.

## 6. Observaciones y mejoras futuras

- Para posteriores modelos implementados se debe tener en cuenta instalar las protecciones de cada amplificador. De esta manera se podrá conectar los prototipos de amplificadores al

medidor para así poder evitar que el medidor de energía del fabricante Itron sufra daños debido a sobretensiones o sobrecorrientes producidos por transitorios.

- Debido a que la red eléctrica es trifásica se propone implementar un prototipo de amplificador de tensión y un amplificador de transconductancia trifásico con neutro. Esto con el fin de adecuar los niveles de tensión y corriente provenientes del sensor Altea al medidor de energía del fabricante Itron para tener un completo y correcto monitoreo de la red de media tensión.
- Cuando se tenga un diseño definitivo de cada amplificador a la hora de implementar se debe tener en cuenta las reglas de diseño de circuitos impresos (PCB) para reducir al máximo fenómenos causados por elementos parásitos que aparecen en las pistas.
- Cuando se tenga un equipo definitivo a la hora de implementar se hace necesario trabajar con elementos e instrumentos de medida de laboratorio de bastante precisión para verificar que se está cumpliendo con lo establecido en la norma iec 60044-7 e iec 60044-8.

## 7. Conclusiones

- En el presente trabajo de grado se evidencia la selección de componentes para el diseño y simulación de un amplificador de tensión y un amplificador de transconductancia cada uno con salida de tensión máxima  $V_{out}=\pm 100$  [V] y salida de corriente máxima  $I_{out}=\pm 14.14$  [A], capaz de suministrar los valores de tensión y de corriente que el medidor de energía solicita para hacer una correcta lectura de la red eléctrica.


- Los rangos de entrada diferencial para el amplificador de tensión son  $\pm 2.91$  [V]  $\leq v_{id} \leq \pm 3.57$  [V] y para el amplificador de transconductancia  $\pm 0.282$  [V]  $\leq v_{id} \leq \pm 2.828$  [V] los cuales basados en las especificaciones de salida de tensión nominal en el secundario de los transformadores del sensor Altea están dentro de los rangos establecidos.
- Para cada amplificador se plantearon diversas soluciones las cuales fueron respaldadas por tres herramientas de diseño y simulación de circuitos analógicos (LTspice, ORcad capture y TINA-TI) llegando a ser elegida la solución con menor tamaño y bajo costo, también se logró verificar que el prototipo de amplificador de tensión se acerca a un funcionamiento bastante similar a la de las simulaciones.
- Se logró reducir el costo para el amplificador de tensión en U\$ 35 y para el amplificador de transconductancia se redujo en U\$ 48 respecto a la solución comercial de cada uno.
- El diseño y la simulación del circuito del amplificador de tensión y el amplificador de transconductancia es basado en los macro modelos obtenidos de las empresas fabricantes de los diferentes dispositivos que componen el prototipo, proporcionan un acercamiento del funcionamiento real esperado por el análisis en estado estable de cada amplificador. De igual forma proporciona seguridad en el momento de implementar el prototipo ya que la simulación respalda valores como son el voltaje de entrada y salida, corriente máxima y mínima distorsión armónica total (THD) y ancho de banda.

### Referencias bibliográficas

- Adel S., S. (1999). *Circuitos Microelectrónicos, 4ª Edición*. Universidad de Toronto.
- Altea power monitoring solutions. (s.f.). *Power Meter kit for Medium Voltage distribution grids*.
- Chiriboga Abata, G. D. (2015). "Diseño e implementación de un amplificador para audio clase d, monofónico, de 100 w". Escuela politécnica nacional.
- Floyd, T. L. (2008). *Dispositivos electrónicos, Octava edición*. México: Pearson Educación.
- IEC60044-7. (s.f.). *Transformadores de tensión electrónicos*.
- IEC60044-8. (s.f.). *Transformadores de corriente electrónicos*.
- Muiño, N. (2011). *Diseño de amplificadores de potencia de audio, 1ª Edición*. Buenos aires: Prentice Hall-Pearson Education.
- Neamen. (2013). *Dispositivos y Circuitos eléctricos 4ed*. McGraw-Hill.
- Pineda Paredes, J. O., & López Pinzón, L. K. (2014). *Diseño e implementación de un amplificador clase d con interfaz para visualización de señales en cada etapa*. Universidad Pedagógica Nacional.
- RITZ instrument transformers. (s.f.). *Transformadores de medida en media tensión*, .
- Serrano Callerges, G., & Pérez Martínez, J. J. (2013). *Diseño e implementación de un amplificador de audio en clase ab en puente de baja potencia*. Universitat Politècnica de València.


## Apéndices

## Apéndice A Hoja de datos amplificador de alta tensión



PA340

---

High Voltage Power Operational Amplifier 

**FEATURES**

- ◆ RoHS COMPLIANT
- ◆ MONOLITHIC MOS TECHNOLOGY
- ◆ LOW COST
- ◆ HIGH VOLTAGE OPERATION – 350V
- ◆ LOW QUIESCENT CURRENT TYP. – 2.2mA
- ◆ NO SECOND BREAKDOWN
- ◆ HIGH OUTPUT CURRENT – 120 mA PEAK

**APPLICATIONS**

- ◆ TELEPHONE RING GENERATOR
- ◆ PIEZO ELECTRIC POSITIONING
- ◆ ELECTROSTATIC TRANSDUCER & DEFLECTION
- ◆ DEFORMABLE MIRROR FOCUSING
- ◆ PACKAGING OPTIONS
- 7-pin DDPAK Surface Mount Package (PA340CC)

**DESCRIPTION**

The PA340 is a high voltage monolithic MOSFET operational amplifier achieving performance features previously found only in hybrid designs while increasing reliability. Inputs are protected from excessive common mode and differential mode voltages. The safe operating area (SOA) has no second breakdown limitations. External compensation provides the user flexibility in choosing optimum gain and bandwidth for the application.

The surface mount package of the PA340CC is an industry standard non-hermetic plastic 7-pin DDPAK.

---

FIGURE 1: Equivalent Schematic

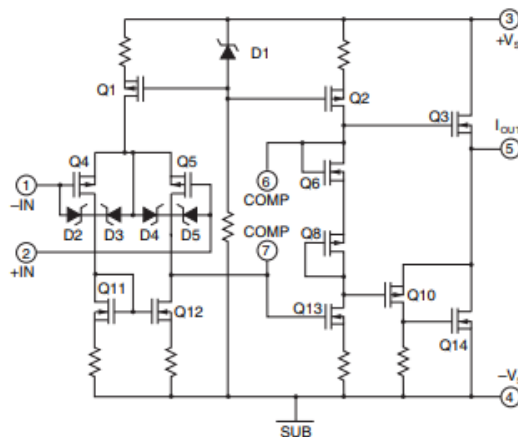


Figura 45. Hoja de datos Pa340cc. Tomada de <https://www.Apexanalog.com/resources/products/pa340u.pdf>.

Apéndice B Hoja de datos amplificador de alta corriente

Product Folder
 Sample & Buy
 Technical Documents
 Tools & Software
 Support & Community

**OPA541**

SBOS153B – SEPTEMBER 2000 – REVISED JANUARY 2016

---

### OPA541 High Power Monolithic Operational Amplifier

**1 Features**

- Power Supplies to  $\pm 40$  V
- Output Current to 10-A Peak
- Programmable Current Limit
- Industry-Standard Pinout
- FET Input
- TO-3 and Low-Cost Power Plastic Packages

**2 Applications**

- Motor Drivers
- Servo Amplifiers
- Synchro Excitation
- Audio Amplifiers
- Programmable Power Supplies

**3 Description**

The OPA541 device is a power-operational amplifier capable of operation from power supplies up to  $\pm 40$  V, and delivering continuous output currents up to 5 A. Internal current-limit circuitry can be user-programmed with a single external resistor, protecting the amplifier and load from fault conditions. The OPA541 devices fabricated are using a proprietary bipolar and FET process.

The OPA541 uses a single current-limit resistor to set both the positive and negative current limits. Applications currently using hybrid power amplifiers requiring two current-limit resistors do need not to be modified.

The OPA541 is available in an 11-pin power plastic package and an industry-standard 8-pin TO-3 hermetic package. The power plastic package has a copper-lead frame to maximize heat transfer. The TO-3 package is isolated from all circuitry, allowing it to be mounted directly to a heat sink without special insulators.

**Device Information<sup>(1)</sup>**

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
OPA541	TO-220 (11)	10.70 mm × 20.02 mm


(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

**Simplified Schematic**

Figura 46. Hoja de datos OPA541. Tomada de <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa541.pdf>.

## Apéndice C Hoja de datos amplificador seguidor de tensión.

Product Folder Order Now Technical Documents Tools & Software Support & Community



**OPA188**  
SBO5642B – MARCH 2013 – REVISED SEPTEMBER 2016

---

### OPA188 Precision, Low-Noise, Rail-to-Rail Output, 36-V, Zero-Drift Operational Amplifier

#### 1 Features

- Low Offset Voltage: 25  $\mu\text{V}$  (Maximum)
- Zero-Drift: 0.03  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Low Noise: 8.8  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 
  - 0.1-Hz to 10-Hz Noise: 0.25  $\mu\text{V}_{\text{PP}}$
- Excellent DC Precision:
  - PSRR: 142 dB
  - CMRR: 146 dB
  - Open-Loop Gain: 136 dB
- Gain Bandwidth: 2 MHz
- Quiescent Current: 510  $\mu\text{A}$  (Maximum)
- Wide Supply Range:  $\pm 2\text{ V}$  to  $\pm 18\text{ V}$
- Rail-to-Rail Output
- Input Includes Negative Rail
- RFI Filtered Inputs
- MicroSIZE Packages

#### 2 Applications

- Bridge Amplifiers
- Strain Gauges
- Transducer Applications
- Temperature Measurement
- Electronic Scales
- Medical Instrumentation
- Resistance Temperature Detectors

#### 3 Description

The OPA188 operational amplifier uses TI's proprietary auto-zeroing techniques to provide low offset voltage (25- $\mu\text{V}$  maximum) and near **zero-drift** over time and temperature. This miniature, high-precision, low-quiescent current amplifier offers high input impedance and rail-to-rail output swing within 15 mV of the rails. The input common-mode range includes the negative rail. Either single or dual supplies can be used in the range from 4 V to 36 V ( $\pm 2\text{ V}$  to  $\pm 18\text{ V}$ ).

The single version is available in the *MicroSIZE* SOT-23-5, MSOP-8, and SO-8 packages. All versions are specified for operation from  $-40^\circ\text{C}$  to  $+125^\circ\text{C}$ .

#### Device Information<sup>(1)</sup>

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
OPA188	SOIC (8)	4.90 mm $\times$ 3.91 mm
	SOT-23 (5)	2.90 mm $\times$ 1.60 mm
	VSSOP (8)	3.00 mm $\times$ 3.00 mm

(1) For all available packages, see the package option addendum at the end of the data sheet.

#### Auto-Zero Technology Provides Ultra-Low Temperature Drift

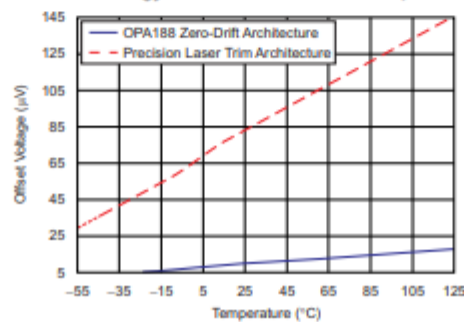


Figura 47. Hoja de datos OPA188. Tomado de <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa188.pdf>.

Apéndice D Hoja de datos transistor NPN

**MJE340G**

**Plastic Medium-Power NPN Silicon Transistor**

This device is useful for high-voltage general purpose applications.

**Features**

- Suitable for Transformerless, Line-Operated Equipment
- High Power Dissipation Rating for High Reliability
- These Devices are Pb-Free and are RoHS Compliant\*
- Complementary to MJE350

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	300	Vdc
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB</sub>	3.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I <sub>C</sub>	500	mAdc
Total Power Dissipation @ T <sub>C</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	20 0.16	W mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	θ <sub>JC</sub>	6.25	°C/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

**OFF CHARACTERISTICS**

Collector-Emitter Sustaining Voltage (I <sub>C</sub> = 1.0 mAdc, I <sub>B</sub> = 0)	V <sub>CE(sus)</sub>	300	-	Vdc
Collector Cutoff Current (V <sub>CB</sub> = 300 Vdc, I <sub>E</sub> = 0)	I <sub>CBO</sub>	-	100	μAdc
Emitter Cutoff Current (V <sub>EB</sub> = 3.0 Vdc, I <sub>C</sub> = 0)	I <sub>EBO</sub>	-	100	μAdc

**ON CHARACTERISTICS**

DC Current Gain (I <sub>C</sub> = 50 mAdc, V <sub>CE</sub> = 10 Vdc)	h <sub>FE</sub>	30	240	-
---	-----------------	----	-----	---

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

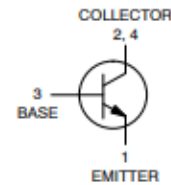


**ON Semiconductor®**

[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

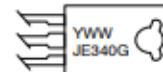
**0.5 AMPERE  
POWER TRANSISTOR  
NPN SILICON  
300 VOLTS, 20 WATTS**

**SCHEMATIC**



TO-225  
CASE 77-09  
STYLE 1

**MARKING DIAGRAM**



Y - Year  
WW - Work Week  
JE340 - Device Code  
G - Pb-Free Package

**ORDERING INFORMATION**

Device	Package	Shipping
MJE340G	TO-225 (Pb-Free)	500 Units/Box

Figura 48. Hoja de datos MJE340. Tomado de <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE340-D.PDF>.

## Apéndice E Hoja de datos transistor PNP

**MJE350G****Plastic Medium-Power  
PNP Silicon Transistor**

This device is designed for use in line-operated applications such as low power, line-operated series pass and switching regulators requiring PNP capability.

**Features**

- High Collector-Emitter Sustaining Voltage
- Excellent DC Current Gain
- Complement to MJE340
- These Devices are Pb-Free and are RoHS Compliant\*

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0}$	300	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	3.0	Vdc
Collector Current - Continuous	$I_C$	500	mAdc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	20 0.16	W mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +150	°C

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	6.25	°C/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

**OFF CHARACTERISTICS**

Collector-Emitter Sustaining Voltage ( $I_C = 1.0$ mAdc, $I_B = 0$ )	$V_{CE0(\text{max})}$	300	-	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = 300$ Vdc, $I_E = 0$ )	$I_{CBO}$	-	100	$\mu\text{Adc}$
Emitter Cutoff Current ( $V_{EB} = 3.0$ Vdc, $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	-	100	$\mu\text{Adc}$

**ON CHARACTERISTICS**

DC Current Gain ( $I_C = 50$ mAdc, $V_{CE} = 10$ Vdc)	$h_{FE}$	30	240	-
--	----------	----	-----	---

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

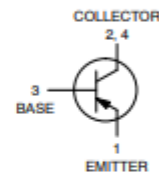
\*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



**ON Semiconductor®**

[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

**0.5 AMPERE  
POWER TRANSISTOR  
PNP SILICON  
300 VOLTS, 20 WATTS**



TO-225  
CASE 77-09  
STYLE 1

**MARKING DIAGRAM**

Y = Year  
WW = Work Week  
JE350 = Device Code  
G = Pb-Free Package

**ORDERING INFORMATION**

Device	Package	Shipping
MJE350G	TO-225 (Pb-Free)	500 Units/Box

Figura 49. Hoja de datos MJE350. Tomado de <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJE350-D.PDF>.

Apéndice F Hoja de datos Transistores de par complementario Darlington

**MJH11017, MJH11019,  
MJH11021 (PNP)  
MJH11018, MJH11020,  
MJH11022 (NPN)**

**Complementary Darlington  
Silicon Power Transistors**

These devices are designed for use as general purpose amplifiers, low frequency switching and motor control applications.

**Features**

- High DC Current Gain @ 10 Adc —  $h_{FE} = 400$  Min (All Types)
- Collector-Emitter Sustaining Voltage  
 $V_{CE(sus)} = 150$  Vdc (Min) — MJH11018, 17  
 $= 200$  Vdc (Min) — MJH11020, 19  
 $= 250$  Vdc (Min) — MJH11022, 21
- Low Collector-Emitter Saturation Voltage  
 $V_{CE(sat)} = 1.2$  V (Typ) @  $I_C = 5.0$  A  
 $= 1.8$  V (Typ) @  $I_C = 10$  A
- Monolithic Construction
- These are Pb-Free Devices

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Max	Unit
Collector-Emitter Voltage MJH11018, MJH11017 MJH11020, MJH11019 MJH11022, MJH11021	$V_{CE0}$	150 200 250	Vdc
Collector-Base Voltage MJH11018, MJH11017 MJH11020, MJH11019 MJH11022, MJH11021	$V_{CB}$	150 200 250	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	5.0	Vdc
Collector Current - Continuous - Peak (Note 1)	$I_C$	15 30	A dc
Base Current	$I_B$	0.5	A dc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150 1.2	W W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	0.83	$^\circ\text{C/W}$

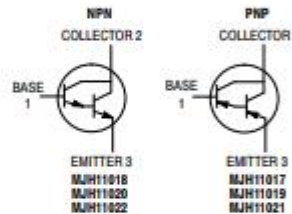
Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device; if any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.  
 1. Pulse Test: Pulse Width = 5.0 ms, Duty Cycle  $\leq 10\%$ .



ON Semiconductor®

[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

**15 AMPERE DARLINGTON  
COMPLEMENTARY SILICON  
POWER TRANSISTORS  
150-250 VOLTS, 150 WATTS**



SOT-93  
(TO-218)  
CASE 340D  
STYLE 1



TO-247  
CASE 340L  
STYLE 3

**NOTE:** Effective June 2012 this device will be available only in the TO-247 package. Reference FPCN# 16827.

**ORDERING INFORMATION**

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Figura 50. Hoja de datos MJH11021 y MJH11022. Tomado de <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MJH11017-D.PDF>.

## Apéndice G Amplificador de instrumentación.



## Precision Instrumentation Amplifier

AD8221

## FEATURES

- Easy to use
- Available in space-saving MSOP
- Gain set with 1 external resistor (gain range 1 to 1000)
- Wide power supply range:  $\pm 2.3$  V to  $\pm 18$  V
- Temperature range for specified performance:  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$
- Operational up to  $125^{\circ}\text{C}^1$
- Excellent AC specifications
  - 80 dB minimum CMRR to 10 kHz ( $G = 1$ )
  - 825 kHz,  $-3$  dB bandwidth ( $G = 1$ )
  - 2 V/ $\mu\text{s}$  slew rate
- Low noise
  - 8 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , @ 1 kHz, maximum input voltage noise
  - 0.25  $\mu\text{V}$  p-p input noise (0.1 Hz to 10 Hz)
- High accuracy dc performance (AD8221BR)
  - 90 dB minimum CMRR ( $G = 1$ )
  - 25  $\mu\text{V}$  maximum input offset voltage
  - 0.3  $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$  maximum input offset drift
  - 0.4 nA maximum input bias current

## APPLICATIONS

- Weigh scales
- Industrial process controls
- Bridge amplifiers
- Precision data acquisition systems
- Medical instrumentation
- Strain gages
- Transducer interfaces

## GENERAL DESCRIPTION

The AD8221 is a gain programmable, high performance instrumentation amplifier that delivers the industry's highest CMRR over frequency in its class. The CMRR of instrumentation amplifiers on the market today falls off at 200 Hz. In contrast, the AD8221 maintains a minimum CMRR of 80 dB to 10 kHz for all grades at  $G = 1$ . High CMRR over frequency allows the AD8221 to reject wideband interference and line harmonics, greatly simplifying filter requirements. Possible applications include precision data acquisition, biomedical analysis, and aerospace instrumentation.

## CONNECTION DIAGRAM

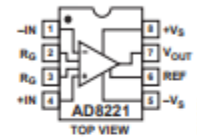
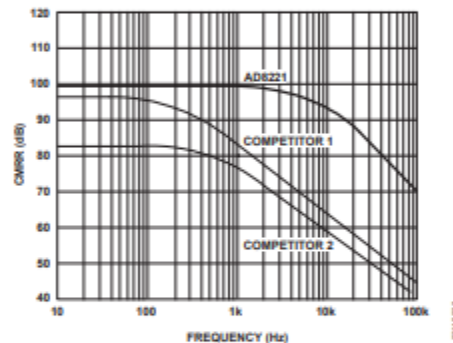


Figure 1.

Figure 2. Typical CMRR vs. Frequency for  $G = 1$ 

Low voltage offset, low offset drift, low gain drift, high gain accuracy, and high CMRR make this part an excellent choice in applications that demand the best dc performance possible, such as bridge signal conditioning.

Programmable gain affords the user design flexibility. A single resistor sets the gain from 1 to 1000. The AD8221 operates on both single and dual supplies and is well suited for applications where  $\pm 10$  V input voltages are encountered.

The AD8221 is available in a low cost 8-lead SOIC and 8-lead MSOP, both of which offer the industry's best performance. The MSOP requires half the board space of the SOIC, making it ideal for multichannel or space-constrained applications.

Performance is specified over the entire industrial temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$  for all grades. Furthermore, the AD8221 is operational from  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}^1$ .

Figura 51. Hoja de datos AD8221. Tomada de <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8221.pdf>.

Apéndice H Diseño y Simulación del amplificador clase AB en puente completo

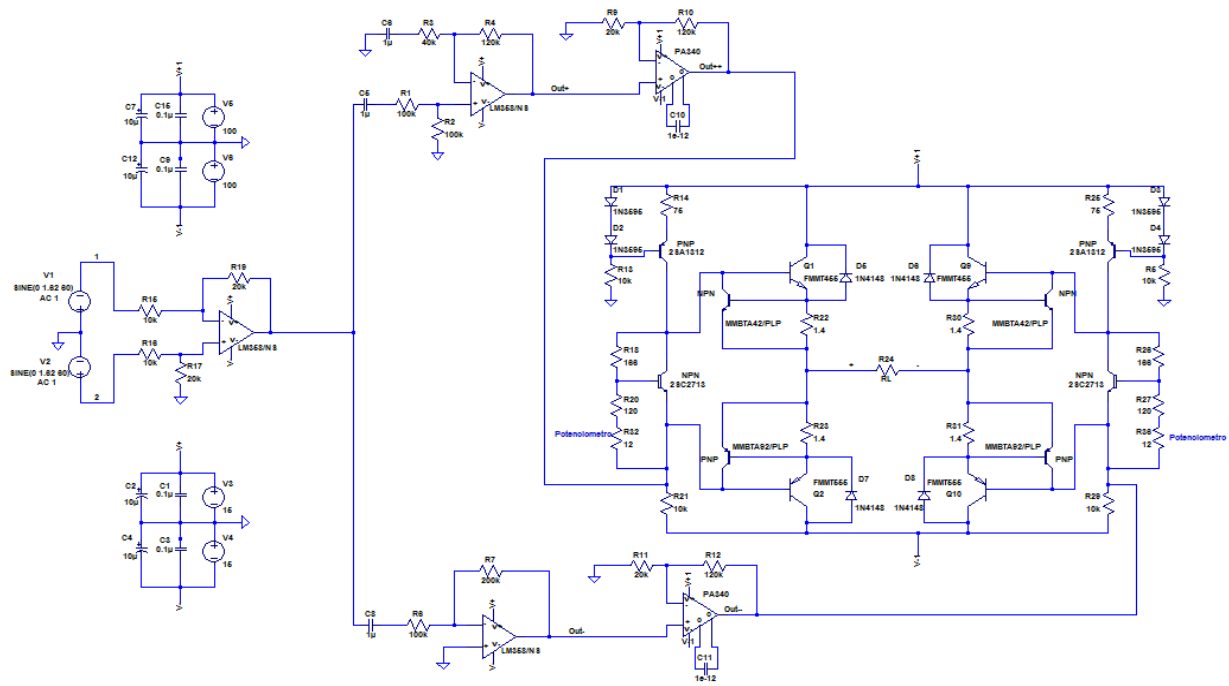


Figura 52. Amplificador clase AB en puente completo.

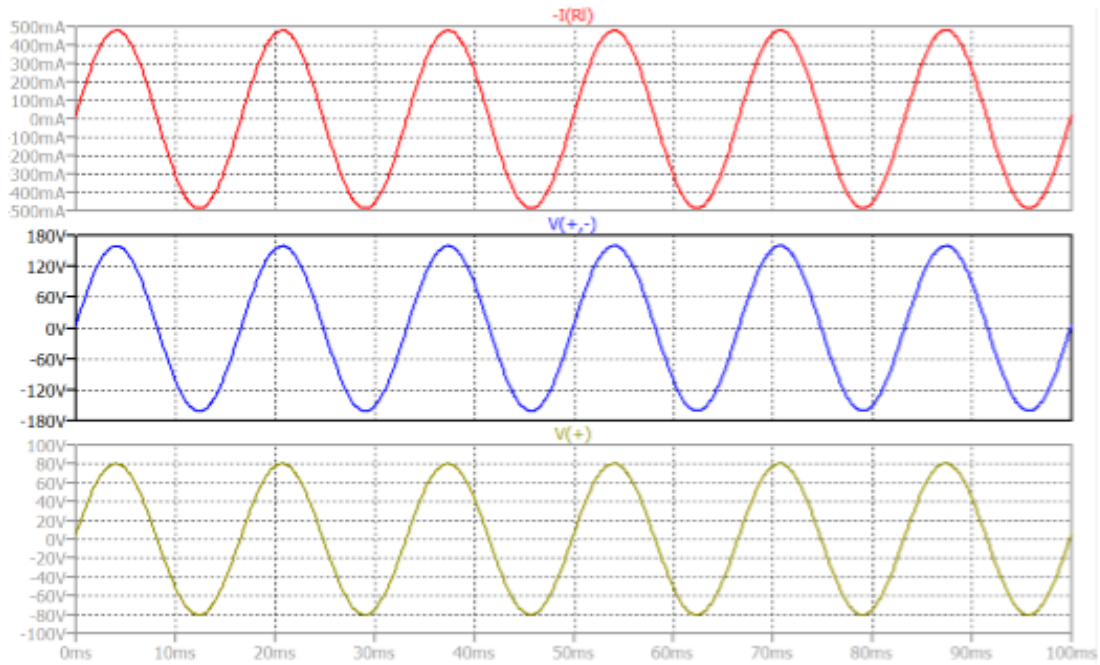
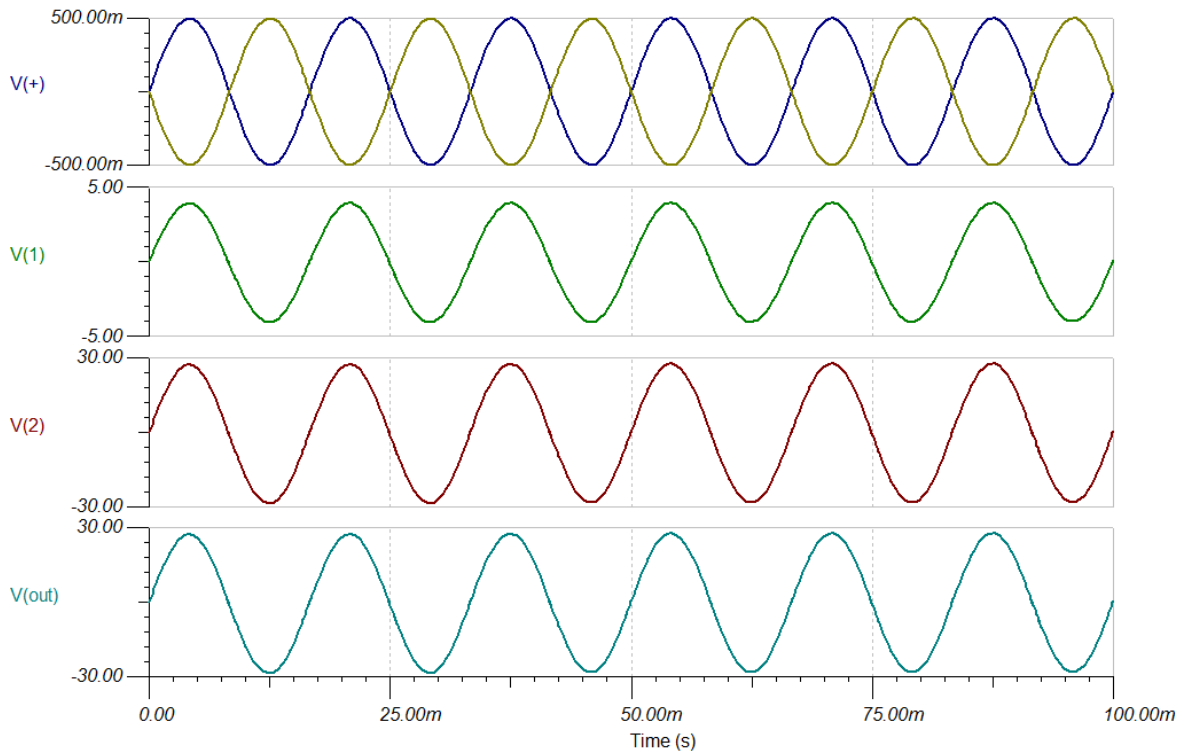


Figura 53. Resultados simulación amplificador clase AB en puente completo: Corriente a la salida (rojo), Tensión diferencial (Azul) y salida de tensión positiva (Amarilla).

**Apéndice I Resultados simulación ítem 5.1 para las herramientas de simulación TINA-TI y****OrCAD capture.**

*Figura 54.* Tensión obtenida para cada etapa del amplificador obtenida en la simulación del software TINA-TI.

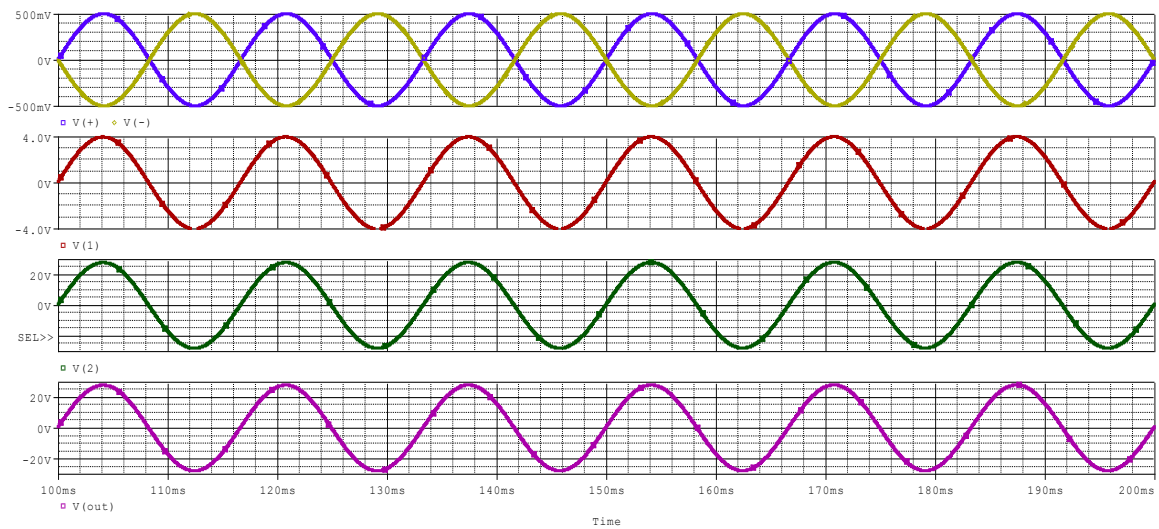
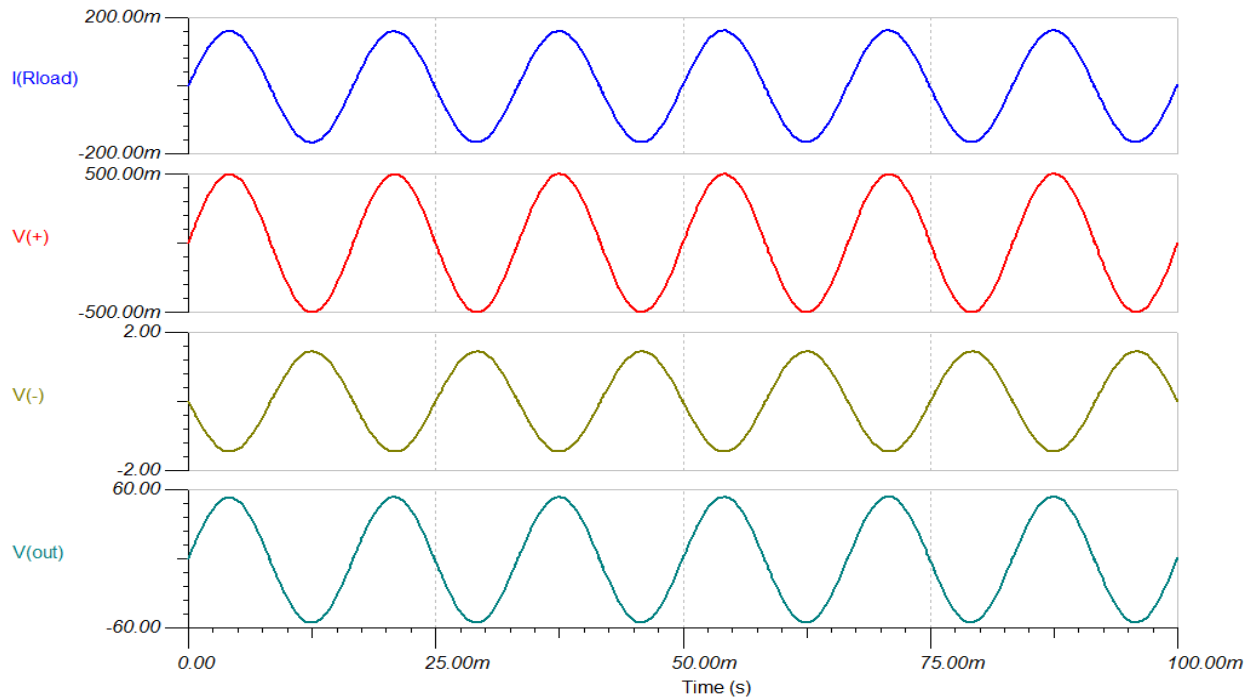
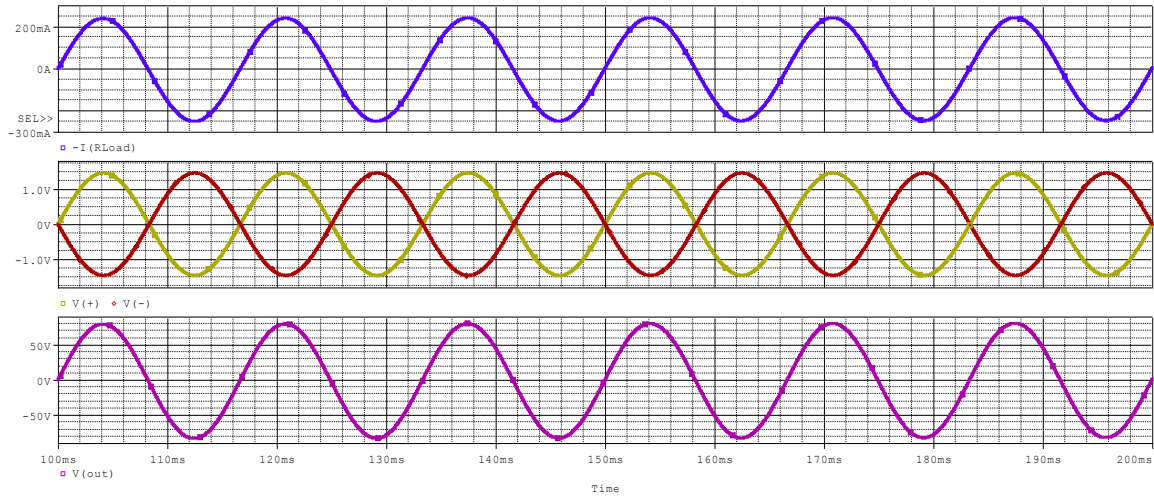


Figura 55. Tensión obtenida para cada etapa del amplificador obtenida en la simulación del software OrCAD capture.

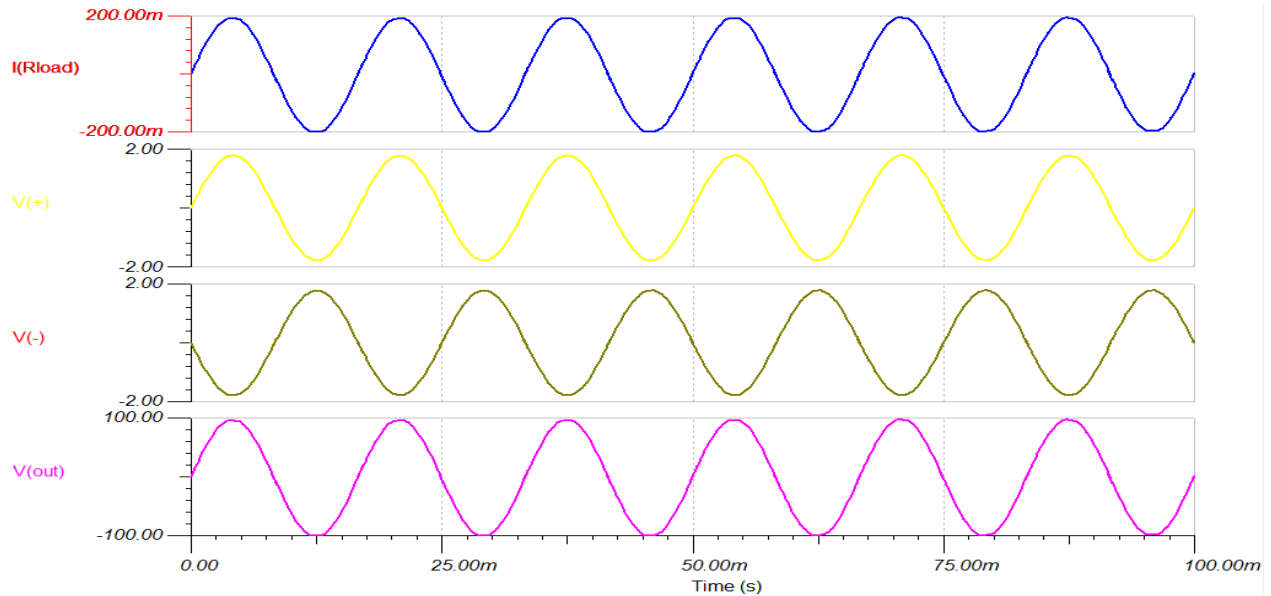
**Apéndice J Resultados simulación ítem 5.2 para las herramientas de simulación TINA-TI  
y OrCAD capture**



*Figura 56.* Corriente a la salida de la carga (Azul), tensión de entrada positiva (Rojo), tensión de entrada negativa (Amarilla) y Tensión a la salida (verde) obtenida en la simulación del software TINA- TI.



*Figura 57.* Corriente a la salida de la carga (Azul), tensión de entrada positiva (Rojo), tensión de entrada negativa (Amarilla) y Tensión a la salida (verde) obtenida en la simulación del software OrCAD capture.

**Apéndice K Resultados simulación ítem 5.3 para las herramientas de simulación TINA-TI****y OrCAD capture**

*Figura 58.* Corriente a la salida de la carga (Azul), tensión de entrada positiva (Amarilla), tensión de entrada negativa (Amarillo) y Tensión a la salida (verde) obtenida en la simulación del software TINA- TI.

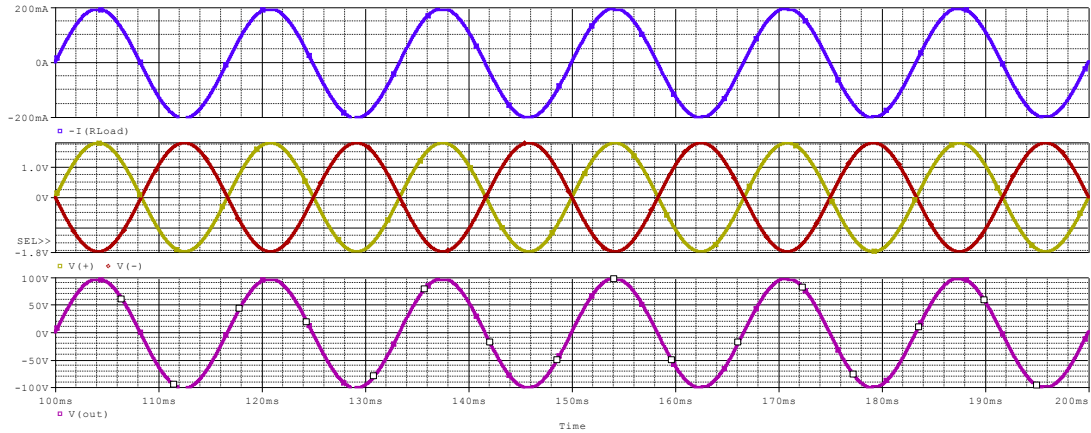
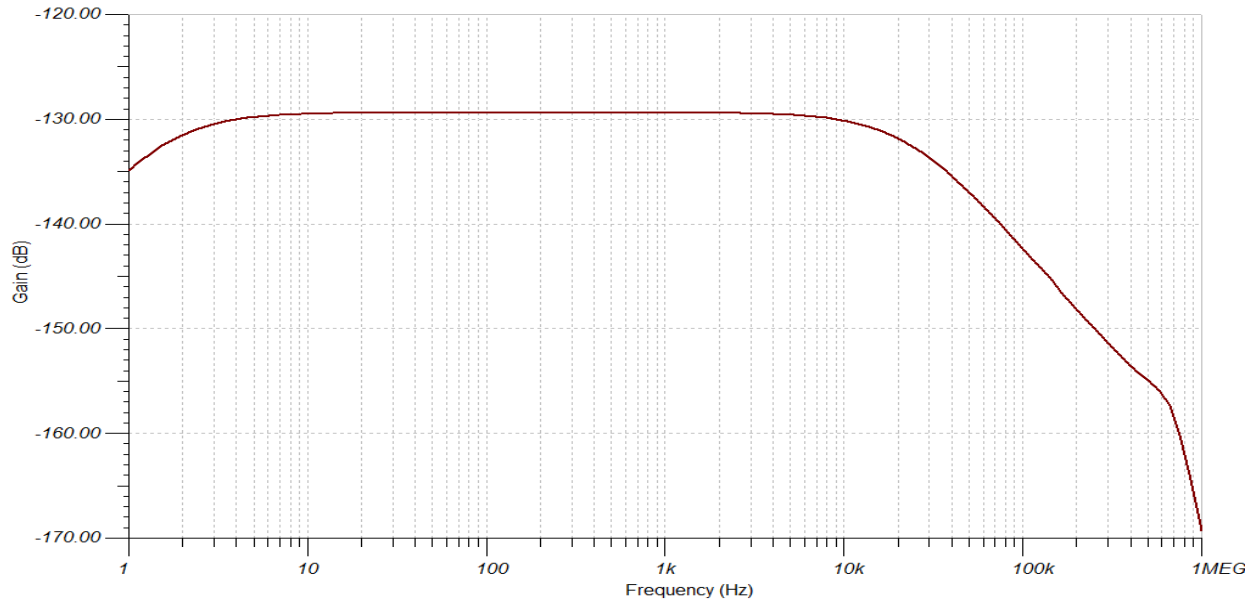
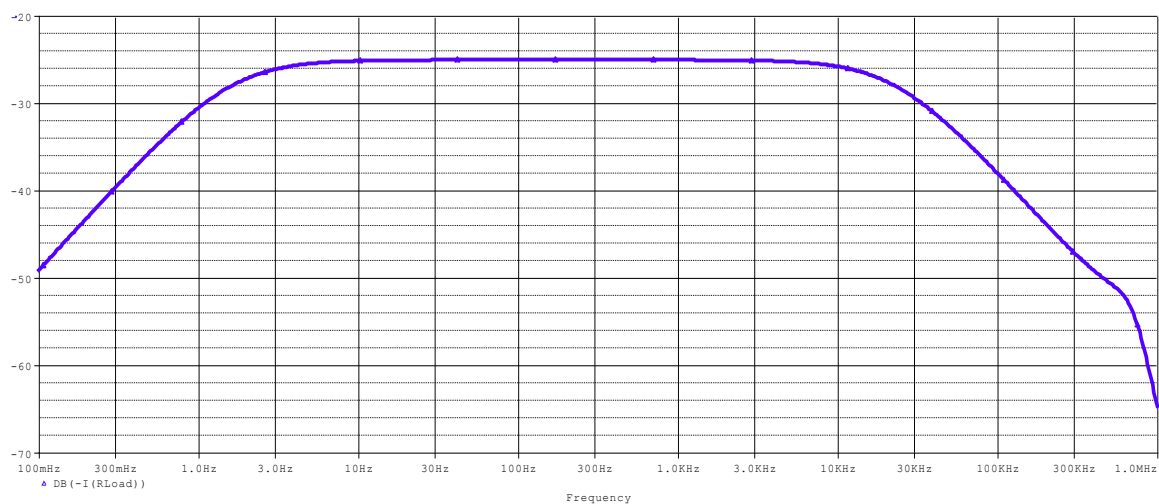


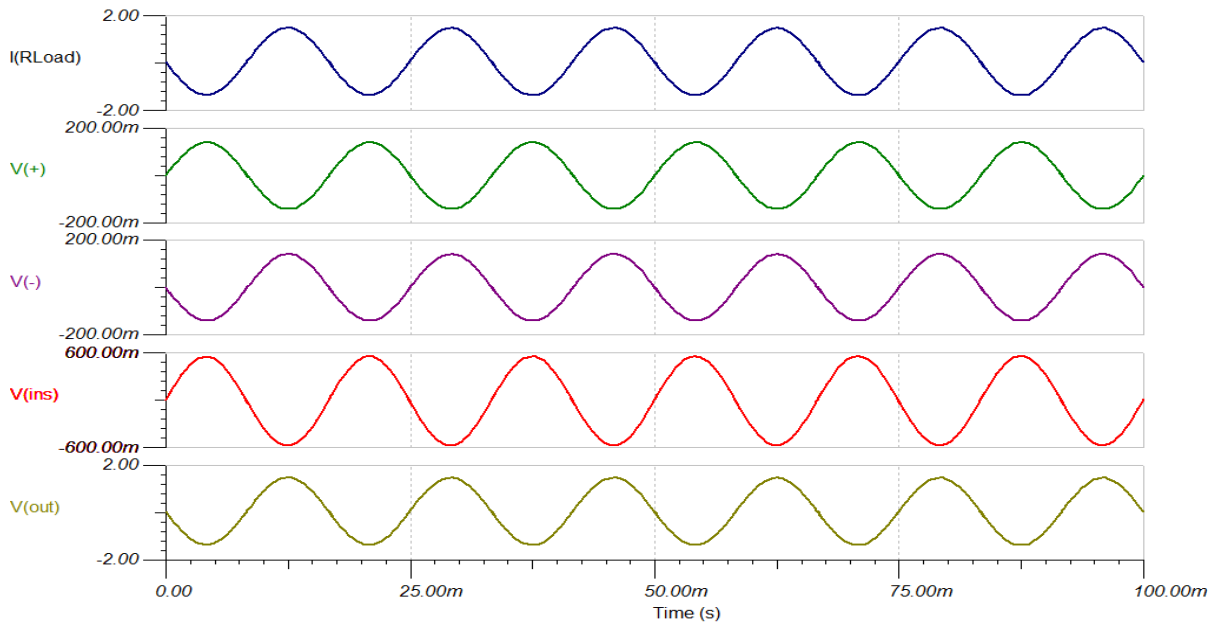
Figura 59. C Corriente a la salida de la carga (Azul), tensión de entrada positiva (Amarilla), tensión de entrada negativa (Amarillo) y Tensión a la salida (verde) obtenida en la simulación del software OrCAD capture.

**Apéndice L Resultados simulación ítem 5.4 para las herramientas de simulación TINA-TI y****OrCAD capture**

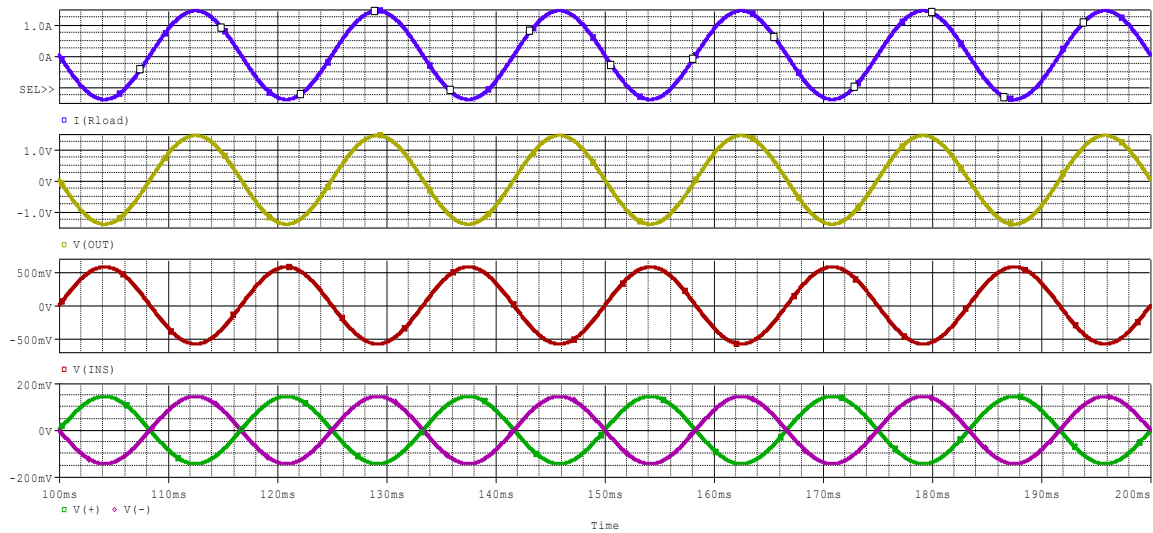
*Figura 60.* Ancho de banda para la corriente a la salida del amplificador de tensión obtenida en la simulación del software TINA-TI.



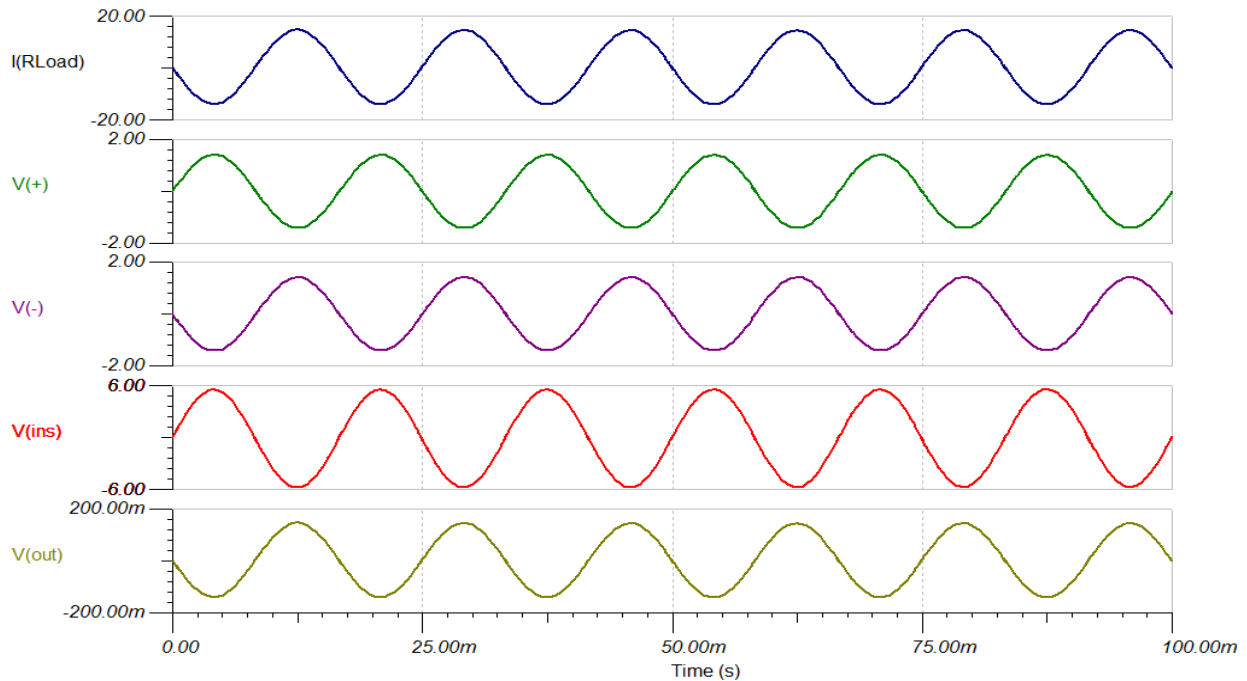
*Figura 61.* Ancho de banda para la corriente a la salida del amplificador de tensión obtenida en la simulación del software OrCAD capture.

**Apéndice M Resultados simulación ítem 5.5 para las herramientas de simulación TINA-TI****y OrCAD capture**

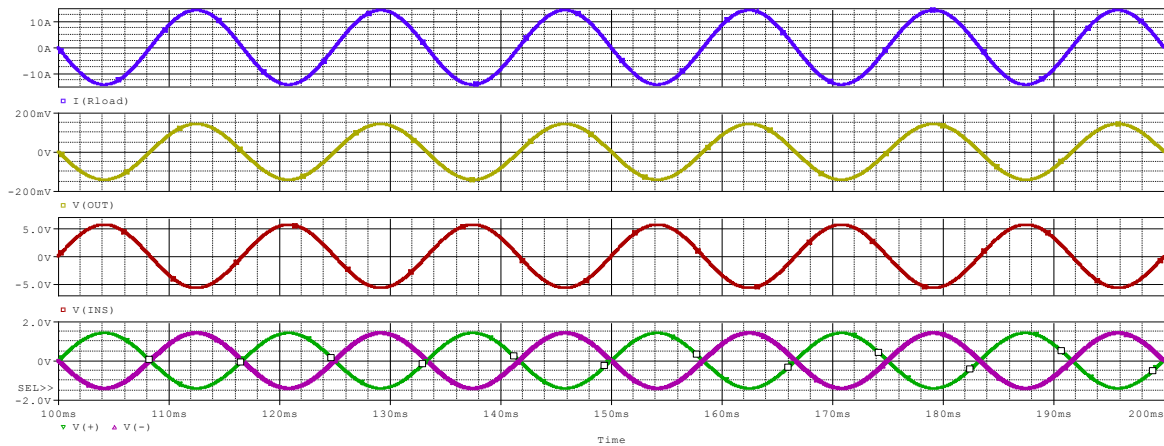
*Figura 62.* Corriente a la salida de la carga (Azul), tensión de entrada positiva (verde), tensión de entrada negativa (Morada), Tensión etapa de instrumentación (Rojo) y Tensión a la salida (Amarilla) obtenida en la simulación del software TINA-TI.



*Figura 63.* Corriente a la salida de la carga (Azul), tensión de entrada positiva (verde), tensión de entrada negativa (Morada), Tensión etapa de instrumentación (Rojo) y Tensión a la salida (Amarilla) obtenida en la simulación del software OrCAD capture.

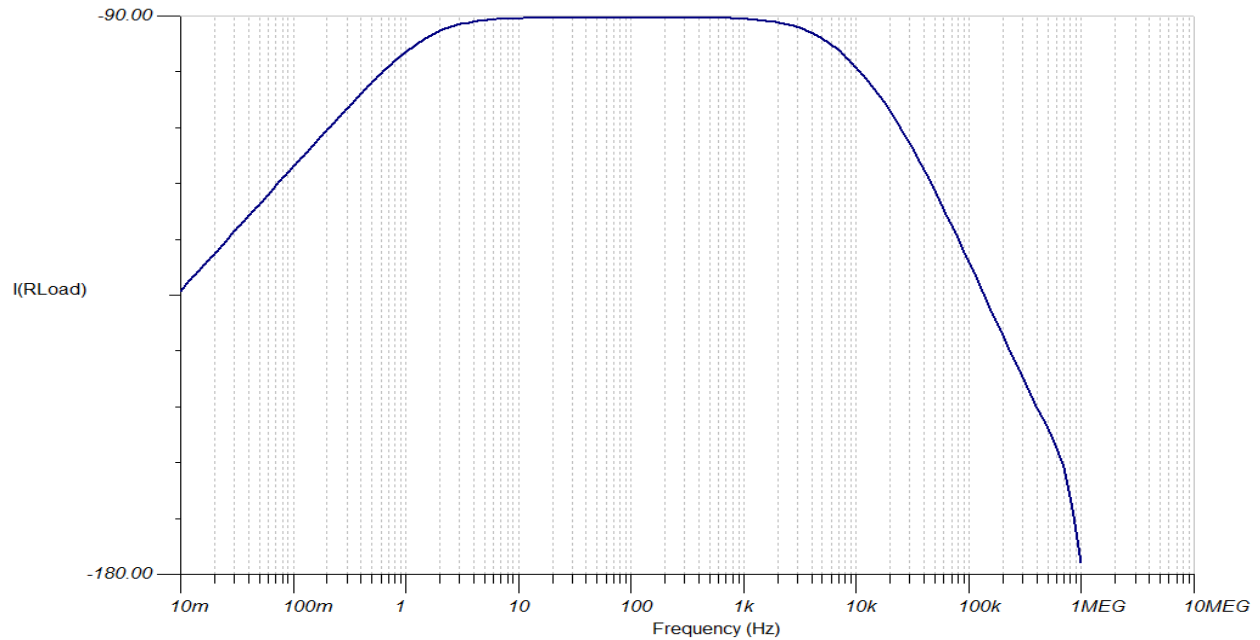
**Apéndice N Resultados simulación ítem 5.6 para las herramientas de simulación TINA-TI****y OrCAD capture**

*Figura 64.* Corriente a la salida de la carga (Azul), tensión de entrada positiva (Verde), tensión de entrada negativa (Morada), Tensión etapa de instrumentación (Roja) y Tensión a la salida (Amarilla) obtenida en la simulación del software TINA-TI.



*Figura 65.* Corriente a la salida de la carga (Azul), tensión de entrada positiva (Verde), tensión de entrada negativa (Morada), Tensión etapa de instrumentación (Roja) y Tensión a la salida (Amarilla) obtenida en la simulación del software OrCAD capture.

**Apéndice O Resultados simulación ítem 5.7 para las herramientas de simulación TINA-TI  
y OrCAD capture**



*Figura 66.* Ancho de banda para la corriente a la salida del amplificador de transconductancia obtenida en la simulación del software TINA-TI.

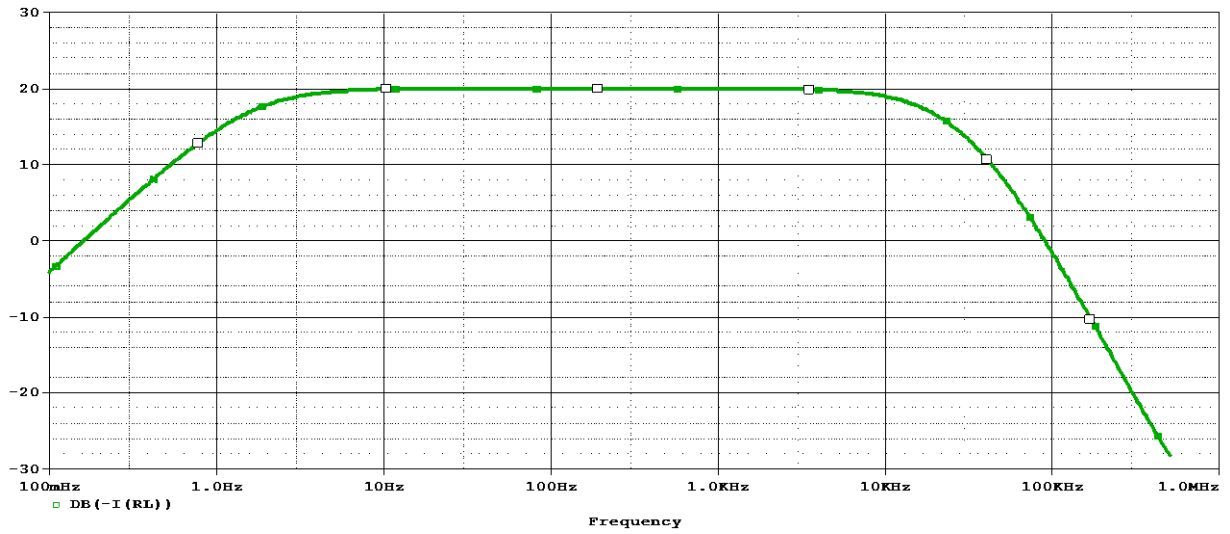


Figura 67. Ancho de banda para la corriente a la salida del amplificador de transconductancia obtenida en la simulación del software OrCAD capture.

Apéndice P Diagrama y PCB amplificador de tensión.

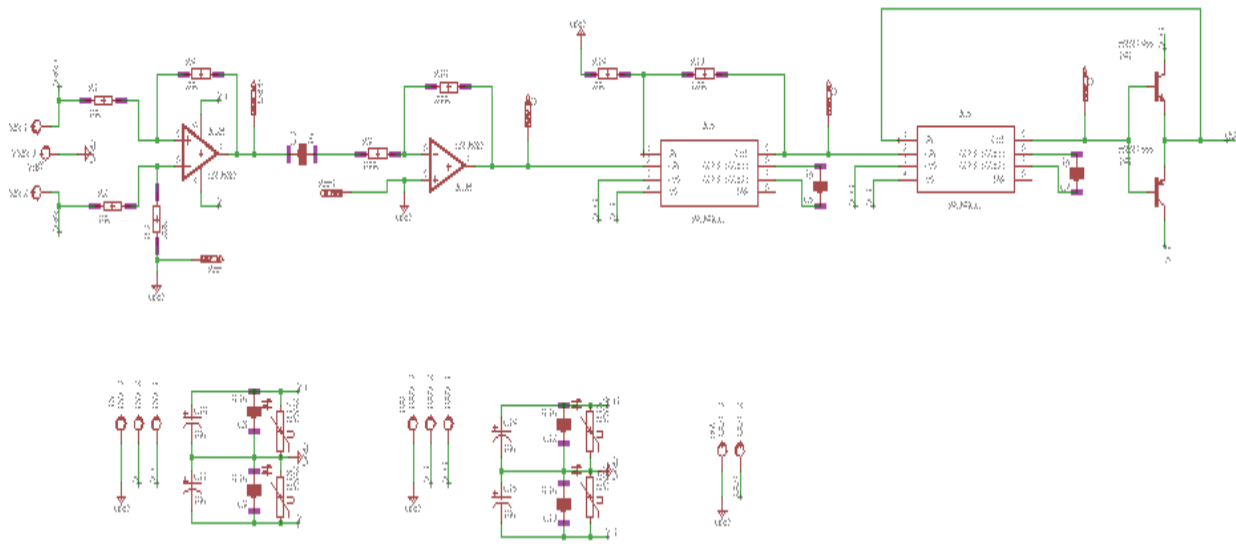


Figura 68. Circuito amplificador de tensión.

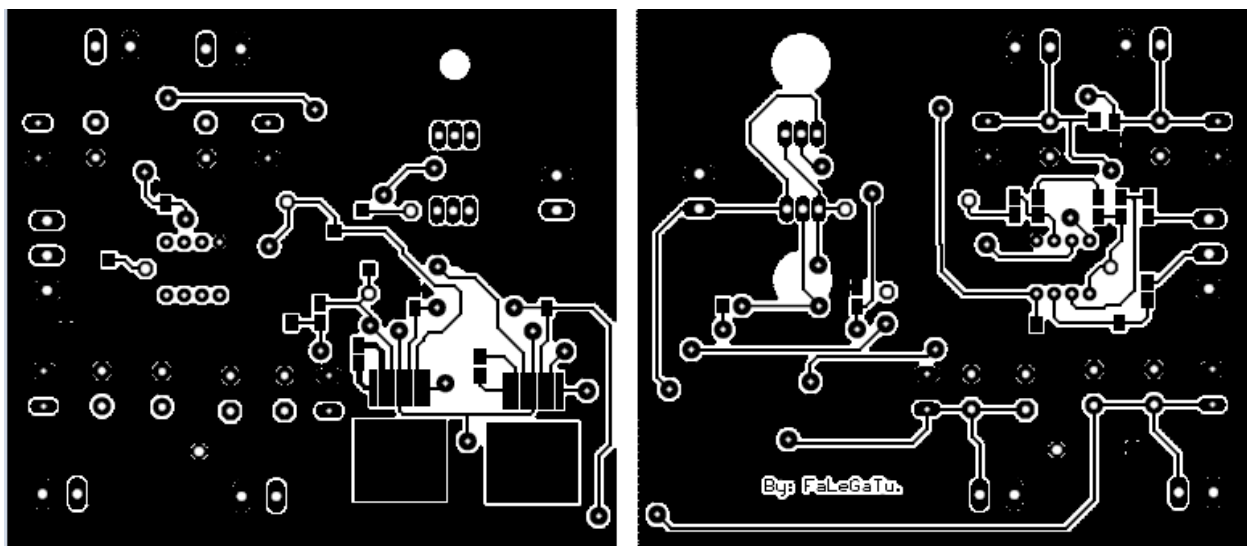


Figura 69. PCB cara superior e inferior del amplificador de tensión.

## Apéndice Q Diagrama y PCB adecuación de señales.

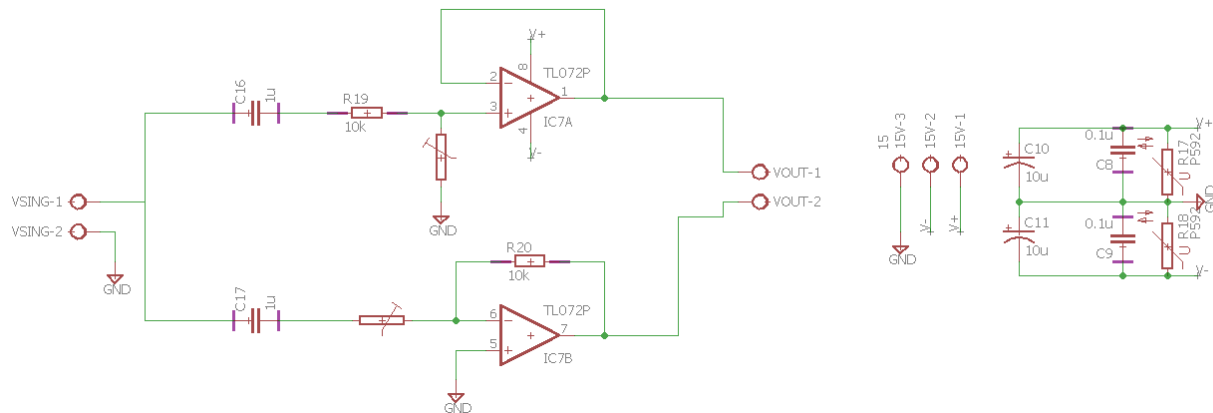


Figura 70. Circuito adecuación de señales.

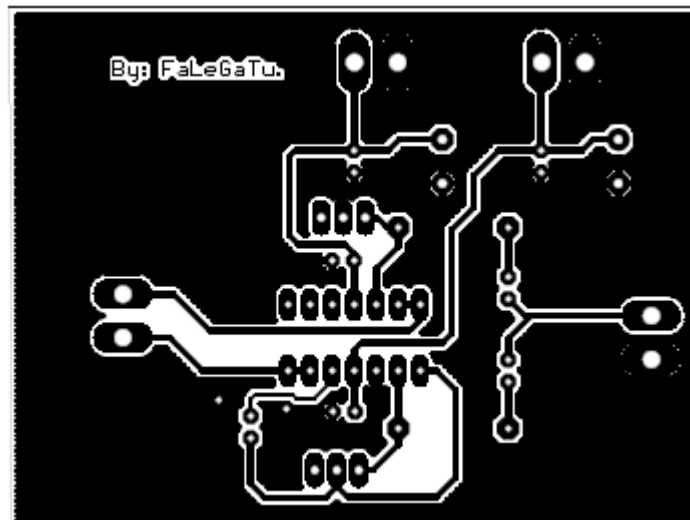


Figura 71. PCB adecuación de señales.