



UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES  
FACULTAD DE INGENIERIA  
2016 - 1<sup>er</sup> Cuatrimestre

**REENTREGAR**

86.06 - CIRCUITOS ELECTRÓNICOS

**Correcciones generales:**

- El informe esta muy desordenado. Las cosas que se preguntan se contestan un poco en cada lado.
- Generalmente no dan respuestas cuantitativas.
- La explicación de los gráficos es casi nula.

**INTEGRANTES:**

Bruno, Nicolas	95191
<nicoo.24@hotmail.com>	
Hagata, Juan Pablo	93856
<jpablo.hagata@gmail.com>	
Vazquez, Matias	91523
<mfvazquezfiuba@gmail.com>	

---

## Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>2</b>
1.1. Amplificador de tensión o multiplicador por una constante . . . . .	3
1.2. Circuito integrador . . . . .	4
<b>2. Trabajo de Laboratorio</b>	<b>5</b>
<b>3. Amplificador de tensión o multiplicador por una constante</b>	<b>5</b>
<b>4. Circuito integrador</b>	<b>16</b>
<b>5. Circuitos Rectificadores</b>	<b>22</b>
5.1. Rectificador Simple . . . . .	22
5.2. Rectificador de media onda de precisión . . . . .	33
5.3. Comparación de Rectificadores . . . . .	43
<b>6. Conclusiones</b>	<b>44</b>

## 1. Introducción

En el siguiente trabajo se presentará a través de mediciones en laboratorio, la utilización de circuitos integrados analógicos y componentes asociados para la realización de distintas funciones. Se observarán las limitaciones que presenta el uso de los modelos representativos del funcionamiento de dichos circuitos integrados para predecir su comportamiento, como así también la influencia de las características del instrumental utilizado en la medición, en los valores obtenidos.

Los CI analógicos llamados Amplificadores Operacionales – AO – presentan una versatilidad tal que permiten, además de amplificar tensión, realizar circuitalmente la mayoría de operaciones matemáticas lineales y no lineales sobre señales analógicas, como ser: multiplicación de una señal por una constante (equivalente a amplificar linealmente con el mismo valor de amplificación a todas las componentes significativas de su espectro de frecuencias), suma algebraica de señales, producto de señales (que incluye obtener la señal elevada a un exponente), derivación e integración de señales u obtener el logaritmo o la exponencial de una señal. Para realizar estas funciones deberán conectarse en forma conveniente a los terminales de los AO, componentes exteriores – resistores, capacitores, diodos, transistores, etc -.

El AOV más simple posee tres terminales para tensión de señal y dos para conectar las tensiones continuas de alimentación para polarizar los transistores que conforman el CI.

De los tres terminales de señal, dos son de entrada o excitación y uno de salida. Las señales aplicadas a los dos terminales de entrada y la señal en el terminal de salida sobre la carga, están referidas a un punto o línea del circuito completo (el CI con los componentes externos asociados), que puede o no tener conexión directa con algún terminal del CI, que será lo que normalmente se conoce como terminal común, línea de común, masa o tierra del circuito.

Los otros dos terminales sirven para la conexión de una o dos fuentes de tensión continua de alimentación. De utilizarse una, positiva o negativa, el otro terminal de fuente de alimentación del CI irá conectado al punto común del circuito completo, y de utilizarse dos, una positiva y la otra negativa, el terminal opuesto de cada fuente de tensión continua de alimentación irá conectado a ese punto común, como puede verse en la figura 1

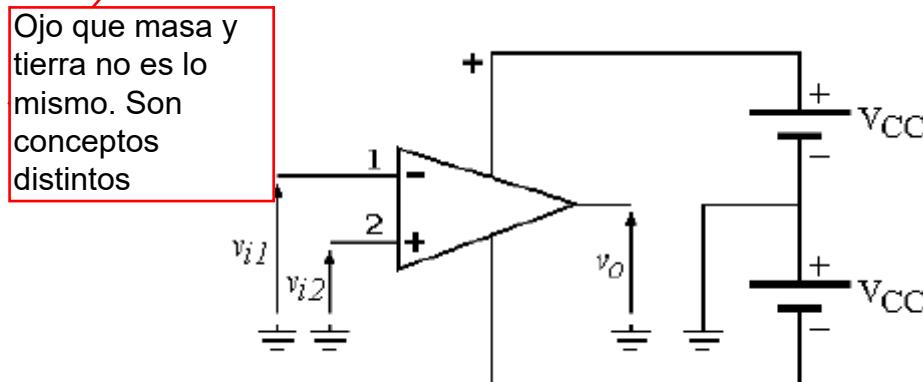


Figura 1: Amplificador Operacional

La utilización de dos fuentes de tensión continua de alimentación de distinto signo, permite que la tensión de polarización del terminal de salida respecto a común -  $V_{OQ}$  – pueda ser nula. Este tipo de alimentación se conoce como de “fuente partida” o “fuente simétrica” en el caso de ser de igual valor. La tensión en el terminal de salida de los amplificadores conocidos como AOV –  $V_o$  -, es función de la diferencia de la señal de tensión de las dos entradas. A esta diferencia de las dos señales de entrada las denominaremos señal de excitación o entrada diferencial y la distinguiremos con el subíndice “d” –  $v_{id}$  -. Si el AOV trabaja como amplificador lineal con valores de señales suficientemente pequeños como para admitir esta aproximación dentro de las tolerancias requeridas,  $V_o$  será proporcional a  $v_{id}$  resultando:

$$V_o = A_{vd0}(V_{i1} - V_{i2}) = A_{vd0}V_{id} \quad (1)$$

Donde  $V_o$  es la tensión entre el terminal de salida y común,  $V_{id} = (V_{i1} - V_{i2})$  es la diferencia entre las señales aplicadas a los terminales de entrada referidas a común y la constante de proporcionalidad  $A_{vd0}$  es la amplificación de tensión con entrada diferencial o simplemente amplificación de tensión del AOV, que podrá ser un número complejo o real según existan o no efectos reactivos en el CI. El subíndice “0” de  $A_{vd0}$  indica que se ha supuesto que no hay ningún componente adicional conectado a los terminales del AOV, a excepción de los dos generadores de tensión de señal de excitación (considerados generadores

ideales), la o las dos fuentes de alimentación de continua para polarizarlo y que el amplificador procesa la señal con su terminal de salida en vacío –  $R_L \rightarrow \infty$  -. De la expresión 1 surge que  $A_{vd0}$  se definirá como:

$$A_{vd0} = \left. \frac{V_o}{V_{id}} \right|_{I_o=0} \quad (2)$$

Si se aplica una señal senoidal  $V_{i1}$  al terminal 1 de entrada indicado, con el terminal 2 conectado a común, se tiene una señal de salida  $V_o$  opuesta en fase a  $v_{i1}$  (signo – en el terminal 1 de entrada), en tanto que al aplicar la señal en el 2,  $V_{i2}$ , con el terminal 1 a común, la señal de salida  $V_o$  estará en fase con  $V_{i2}$  (signo + en el terminal 2 de entrada). Por este motivo se denomina terminal de entrada inversor al terminal denominado 1 en la figura, indicado con el signo - y terminal de entrada no inversor al terminal denominado 2 en la figura, indicado con el signo +.

Los AOV se utilizan siempre con alguna conexión (directa o a través de algún componente) entre su terminal de salida y uno o ambos terminales de entrada, lo que significa que existirá una realimentación entre la salida y la entrada del amplificador. En circuitos amplificadores esta realimentación será normalmente de tipo negativa, es decir, desde la salida se introducirá en la entrada una tensión o corriente de señal que se restará de la señal aplicada en la entrada y la diferencia entre ambas será procesada por el circuito. Cuando existe realimentación y por ende alguna conexión desde la salida a la entrada de un amplificador, significa que está trabajando con un lazo cerrado de realimentación y por contraposición, si no existe ninguna realimentación se dice que el amplificador trabaja a lazo abierto.

Por esta última razón, la amplificación de un AOV, tal como se muestra en la figura 1, sin ningún otro componente asociado que los que se muestran, será una amplificación a lazo abierto y en vacío, ya que la no existencia de ninguna impedancia de carga conectada al terminal de salida, implica que esta sea infinita. La amplificación de tensión definida en 2 se podrá indicar en este caso como:

$$A_{vd0} = A_{vdol} = A_{vol} = \frac{V_o}{V_{id}} = \frac{V_o}{V_i} \quad (3)$$

Donde el subíndice “ol” significa lazo abierto y la “d” se ha eliminado en  $A_v$  y en  $V_i$  pues la amplificación de tensión a lazo abierto de un AOV se define directamente para entrada diferencial y con el AOV trabajando en vacío, por lo que tampoco se ha indicado que la relación entre las tensiones se obtiene con la condición  $i_o = 0$ .

Para el análisis del funcionamiento de un circuito con un AOV y componentes asociados, incluyendo la impedancia de carga, puede suponerse con suficiente aproximación en numerosas aplicaciones, que el AO se comporta como un AOV ideal.

El AOV ideal se define como un amplificador que posee las siguientes propiedades:

$$A_{vol} \rightarrow \infty \quad (4)$$

$$R_i \rightarrow \infty \quad (5)$$

$$R_o = 0 \quad (6)$$

$$\text{Ancho de banda AB} \rightarrow \infty \quad (7)$$

La condición 7 implica que se admite que el AO no posee efectos reactivos y por lo tanto el valor de  $A_{vol}$  se mantiene para frecuencias de onda senoidal comprendidas entre  $f = 0$  y  $f \rightarrow \infty$ , y las impedancias de entrada y salida son resistivas puras.  $R_i$  es la resistencia de Thevenin “vista” entre ambos terminales de entrada del AO y  $R_o$  la resistencia de Thevenin “vista” entre el terminal de salida del AO “mirando” hacia éste.

A continuación se enunciarán configuraciones del AO utilizadas en el trabajo, con sus respectivas ecuaciones.

### 1.1. Amplificador de tensión o multiplicador por una constante

Se muestra en la figura 2 el circuito de señal, sin reemplazar el AO por su modelo.

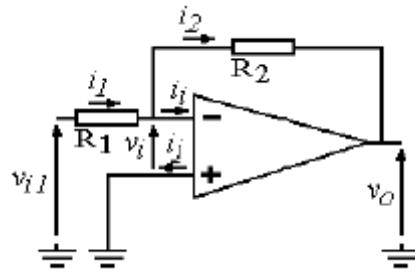


Figura 2: Circuito amplificador

Utilizando las propiedades de AOV ideal se llega a las siguientes ecuaciones:

$$i_1 = \frac{(V_{i1} - V_i)}{R_1} = \frac{V_{i1}}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{(V_i - V_o)}{R_2} = -\frac{V_o}{R_2}$$

Dado que  $i_i = 0$ , debido a la propiedad 5, resulta  $i_1 = i_2$   
Igualando las ecuaciones se obtiene:

$$\frac{V_{i1}}{R_1} = -\frac{V_o}{R_2}$$

La amplificación de tensión entre el terminal de salida  $V_o$  y la tensión aplicada proveniente del generador de excitación  $V_{i1}$  será una amplificación de tensión a lazo cerrado o amplificación de tensión del circuito realimentado, que se define como:

$$A_v = \frac{V_o}{V_{i1}}$$

Resultando:

$$A_v = \frac{V_o}{V_{i1}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Finalmente se obtiene la  $V_o$  en función de  $V_{i1}$ .

$$V_o = A_v V_{i1} \quad (8)$$

## 1.2. Circuito integrador

Se muestra en la figura 3 el circuito de señal, sin reemplazar el AO por su modelo.

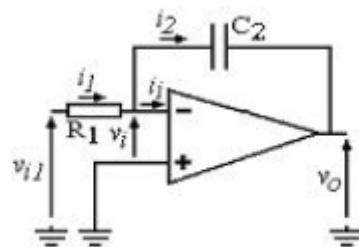


Figura 3: Circuito integrador

Dado que  $v_i = 0$  ya que  $i_i = 0$  resulta:

$$i_1 = \frac{V_{i1}}{R_1}$$

$$i_2 = -C_2 \frac{dV_o}{dt}$$

Como  $i_1 = i_2$  se tiene:

$$\frac{V_{i1}}{R_1} = -C_2 \frac{dV_o}{dt}$$

Finalmente se obtiene:

$$v_o = \frac{-1}{R_1 C_2} \int v_{i1} dt = \frac{-1}{\tau} \int v_{i1} dt \quad (9)$$

## 2. Trabajo de Laboratorio

Se utilizará un AO LM741 alimentado con dos fuentes simétricas de  $\pm 12$  V

A solo efecto de poner en evidencia los valores que limitan el funcionamiento del AO LM741 utilizado, se resumen las siguientes características básicas de su funcionamiento.

$R_I$	2 MΩ
$R_O$	75 Ω
$A_{vol}$	200000
$I_{bias}$	80 nA
$I_{os}^1$	25 mA
$V_{off}$	2 mV
$I_{off}$	10 nA

Tabla 1: Características básicas del AO LM741

## 3. Amplificador de tensión o multiplicador por una constante

Se utilizará el banco de medición mostrado en la figura 4 con distintas configuraciones.

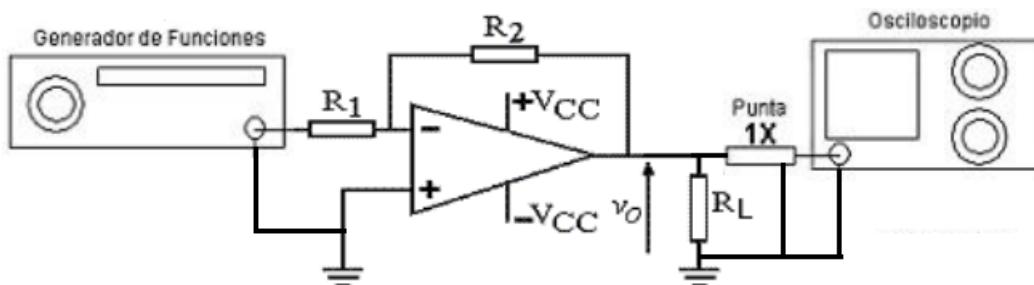


Figura 4: Banco de medición del circuito amplificador

Se calcula la tensión de salida del circuito mediante la ecuación 10.

$$v_o = A_v v_{i1} = \frac{-R_2}{R_1} v_{i1} \quad (10)$$

Esta ecuación  
esta repetida

- Obtener el valor de la tensión pico de salida del circuito y su forma de variación temporal para una entrada senoidal de 1 KHz y  $\hat{V}_{i1} = 0,2$  V , con  $R_L = 1$  KΩ y los siguientes valores de  $R_1$  y  $R_2$

a)  $R_1 = 1$  KΩ  $R_2 = 10$  KΩ

Mediante la ecuación 10 se obtiene  $\hat{V}_o = 2$  V

Simulando en Spice se obtiene la señal de salida mostrada en la figura 5. Que coincide con lo esperado mediante la ecuación 10. Para realizar la simulación en Spice se agrego también (a la entrada y a la salida) el modelo equivalente de la punta x1.

Cuánto vale Av.  
Cuando la señal  
no es simétrica el  
valor pico no  
aporta tanta  
información

<sup>1</sup>corriente de salida en cortocircuito

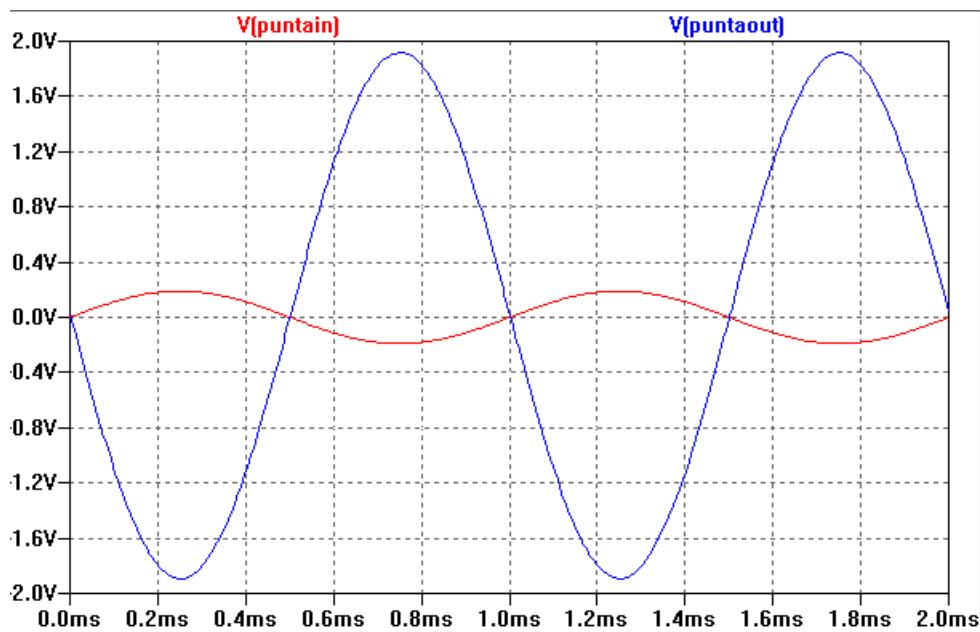
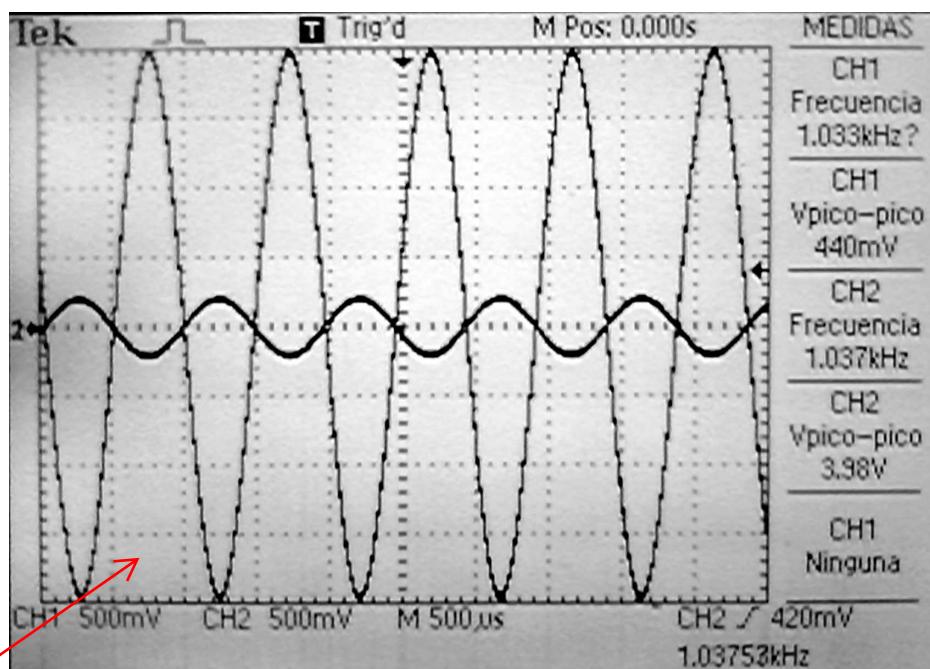


Figura 5: Simulación de la tensión de salida



Cuánto vale el Av  
medido?

Figura 6: Medición de la tensión de salida

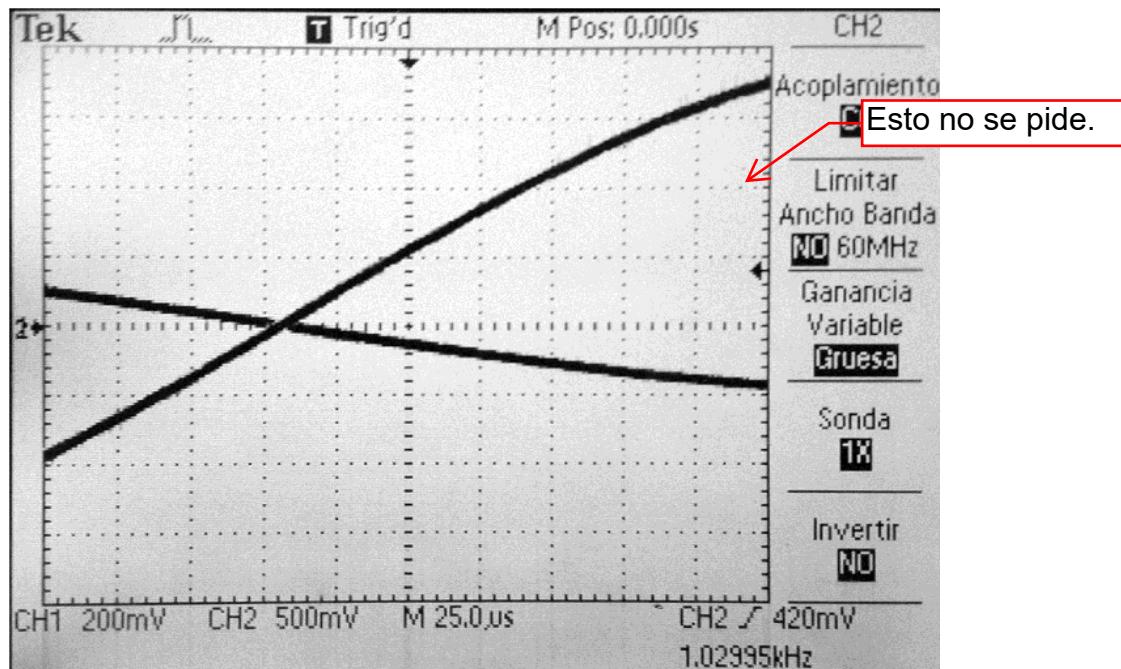


Figura 7: Medición del ruido de la tensión de salida

**Agregar datos cuantitativos**

De las figuras 5 y 6 puede observarse que no hay diferencias perceptibles entre lo simulado y lo medido. En la figura 7 se modificó la base de tiempo para mostrar la **inexistencia** de ruido en la señal.

Luego se reemplazó  $R_L$  por  $R_L = 10\Omega$ . Simulando en *Spice* se obtiene la señal de salida mostrada en la figura 8.

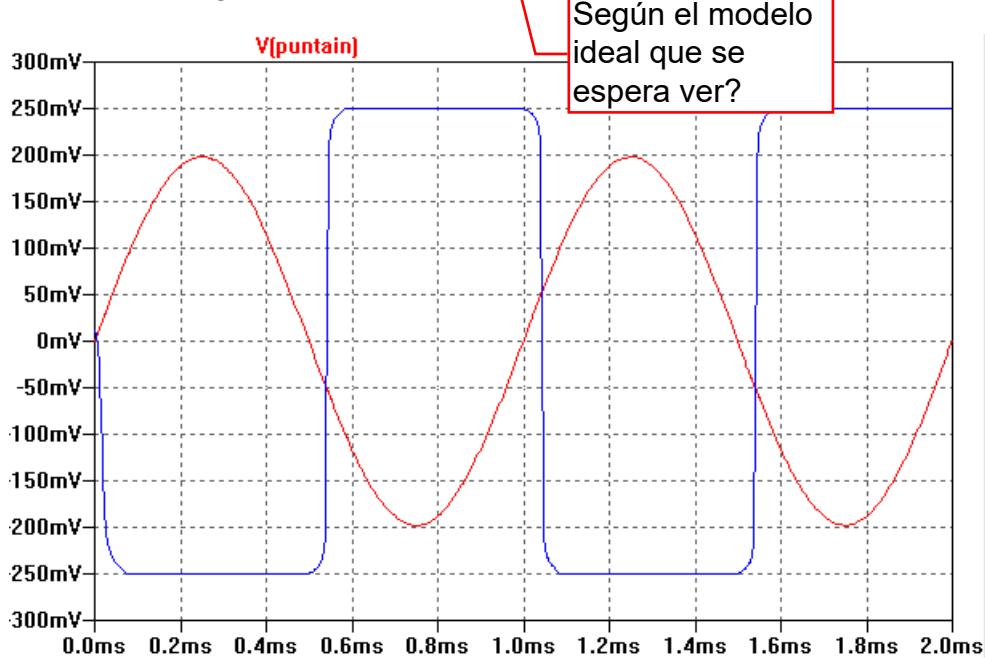


Figura 8: Simulación de la tensión de salida con  $R_L = 10\Omega$

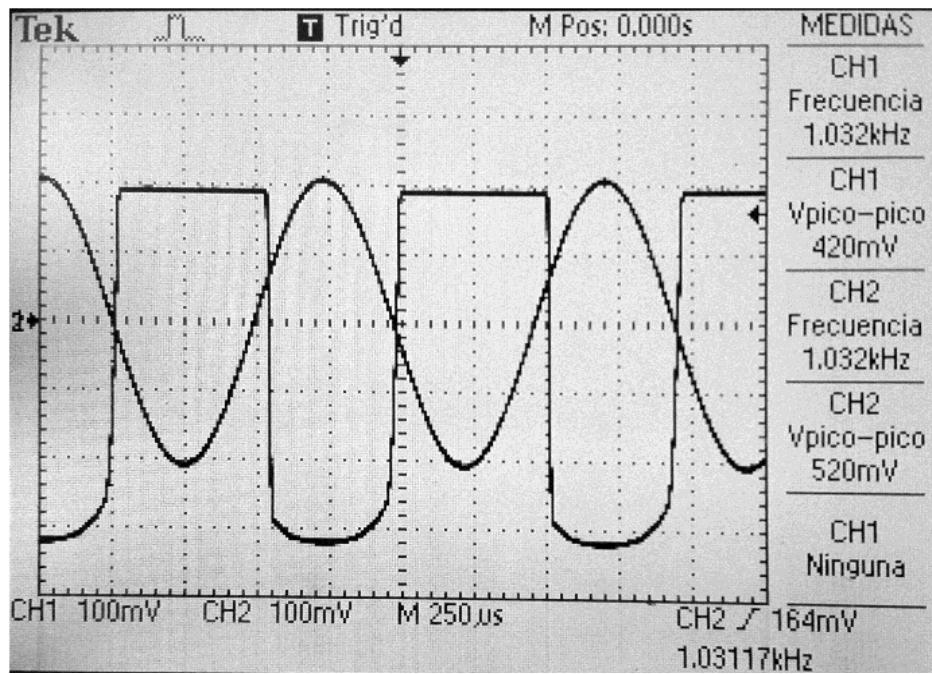


Figura 9: Medición de la tensión de salida con  $R_L = 10 \Omega$

De las figuras 8 y 9 puede observarse una cierta diferencia. En la medición el CH1 corresponde a la señal de entrada, y CH2 a la señal de salida. En este caso la tensión de entrada es de 220mV pico en lugar de 200mV y la salida de 260mV pico en lugar de 250mV pico.

b)  $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$   $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$

Mediante la ecuación 10 se obtiene  $\hat{V}_o = 2 \text{ V}$

Para este caso no es posible realizar una simulación, ya que la simulación en *Spice* no converge debido a la magnitud de las resistencias utilizadas.

la parte positiva tiene  
200mV pico. Esto  
tiene sentido?

Cuánto vale  $A_v$  si  
se considera  
 $R_i=2\text{M}\Omega$ ?

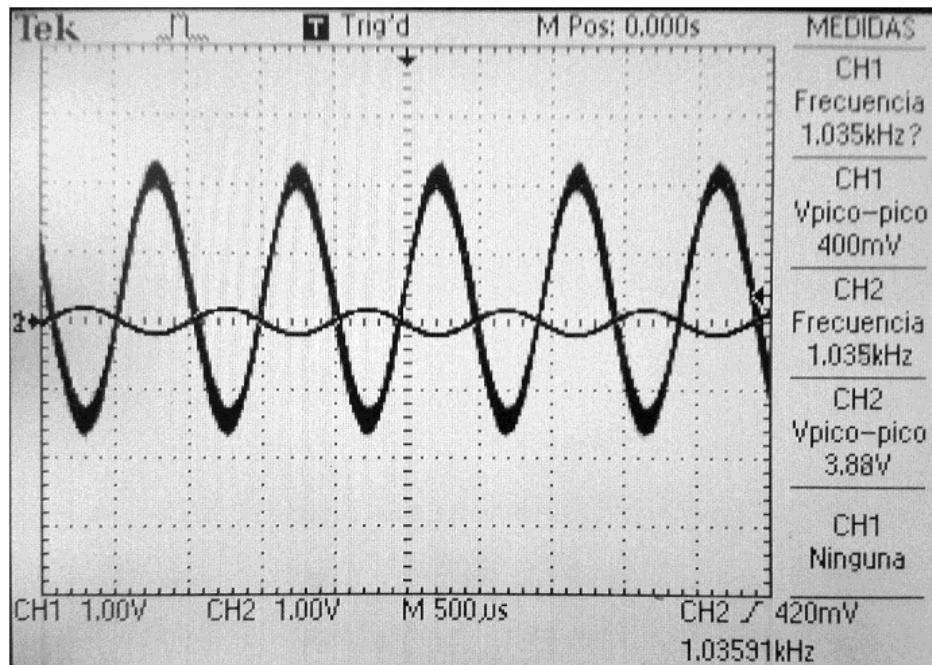


Figura 10: Medición de la tensión de salida

Previo a la medición se esperaba encontrar ruido en la misma, debido a las resistencias de valor elevado utilizadas, ya que corrientes parásitas generan una caída de tensión alta entre los

bornes de las resistencias. Para este caso, la amplificación seguirá siendo de 10 al igual que en el inciso anterior. De la figura 10 se observa lo que se había esperado previamente. Esto se refleja en el ancho de la señal, y en que llega a un valor pico superior mayor al que llega inferiormente.

c)  $R_1 = 1\text{ K}\Omega$   $R_2 = 1\text{ M}\Omega$

Mediante la ecuación 10 se obtiene  $\hat{V}_o = 200\text{ V}$

Simulando en *Spice* se obtiene la señal de salida mostrada en la figura 11. Se observa que si bien la amplificación tiene un valor de 1000, en la salida no se ve reflejada ya que los operacionales están alimentados con  $\pm 12\text{ V}$ , lo que limita la tensión de salida.

Ese offset no es ruido.  
 Cuánto vale el  $A_v$  medido?

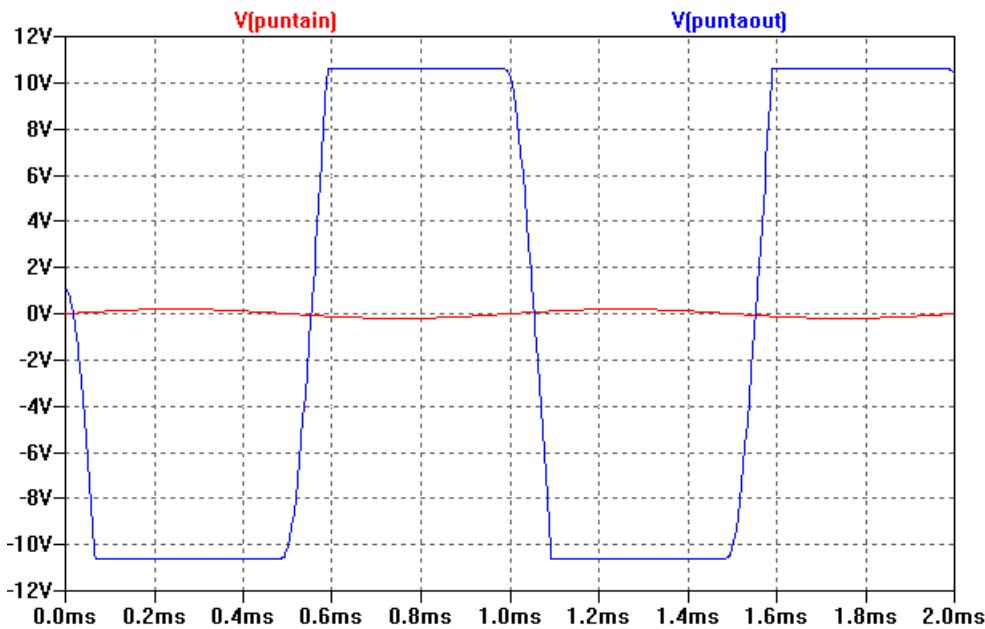


Figura 11: Simulación de la tensión de salida con  $A_v = 1000$

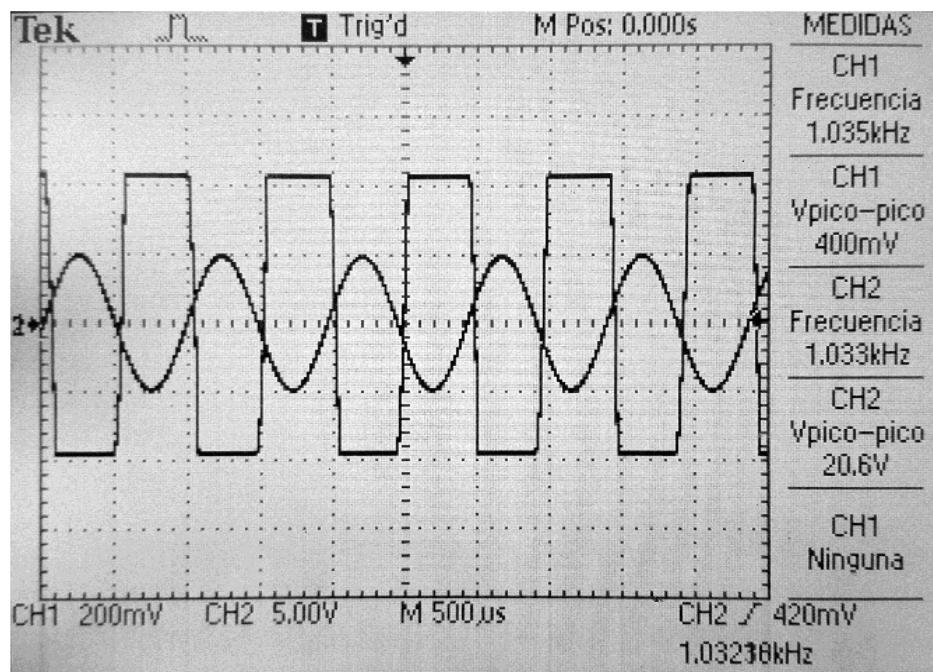


Figura 12: Medición de la tensión de salida con  $A_v = 1000$

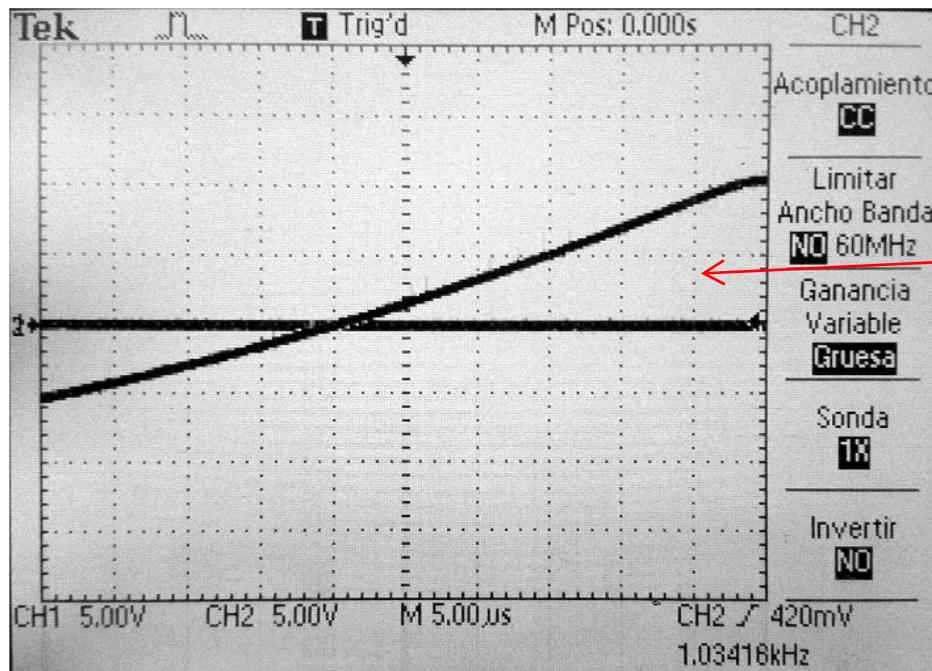


Figura 13: Medición del ruido de la tensión de salida con  $A_v = 1000$

No se observan diferencias significativas entre la simulación 11 y la medición 12. Se modificó la base de tiempo de la señal de salida en la figura 13 para verificar la inexistencia de ruido en dicha señal.

Inciso	$\hat{V}_{ideal}[V]$	$\hat{V}_{simulado}[V]$	$\hat{V}_{medido}[V]$
a	2	1.90	1.99
b	2	-	1.99
c	200	10.6	10.3

Tabla 2: Tabla comparativa de valores pico

Para obtener los valores picos simulados de la tabla 2 se utilizaron las siguientes direcciones LTSpice:

```
.meas Vmax MAX V(PuntaOut) from 0 to 1m
.meas Vmin MIN V(PuntaOut) from 0 to 1m
```

Con la primera se obtiene el valor máximo durante un periodo, y con la segunda el valor mínimo durante el mismo periodo. Luego se realizó la siguiente operación:

$$\hat{V}_{simulado} = \frac{V_{max} - V_{min}}{2}$$

Esto es correcto cuando  $V_{med}=0$

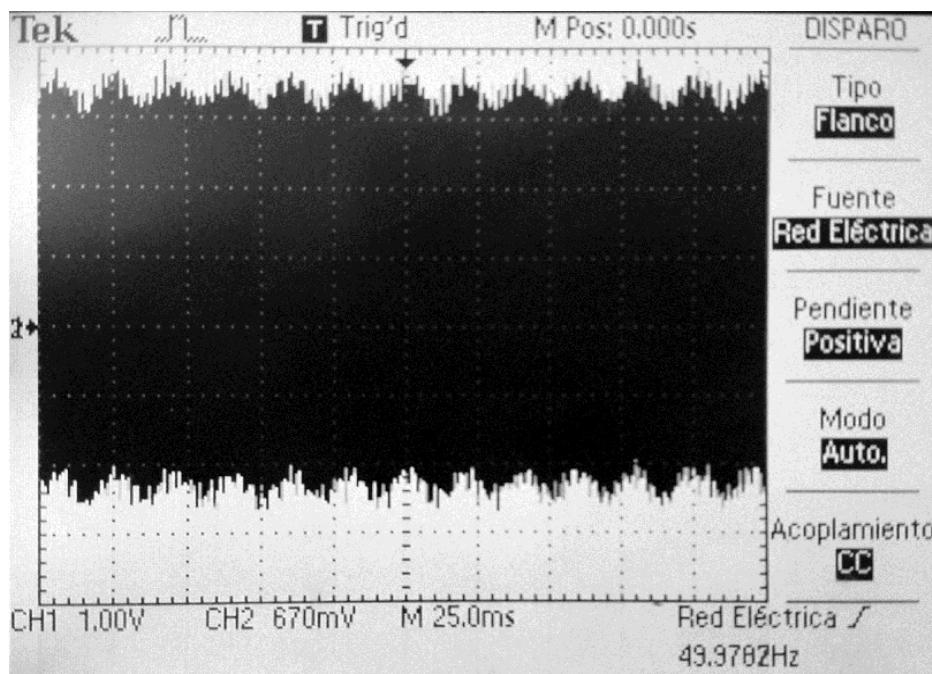
Observar que en el caso b) su valor se aparta más que en a) del predicho por el modelo ideal, al comenzar a influir el valor de la  $R_i$  del AO.

Esto puede observarse en la medición hecha para el caso b) en la figura 10.

Para el caso b) modificar la base de tiempo hasta determinar cual es la fuente de ruido que enmascara el valor útil a medir.

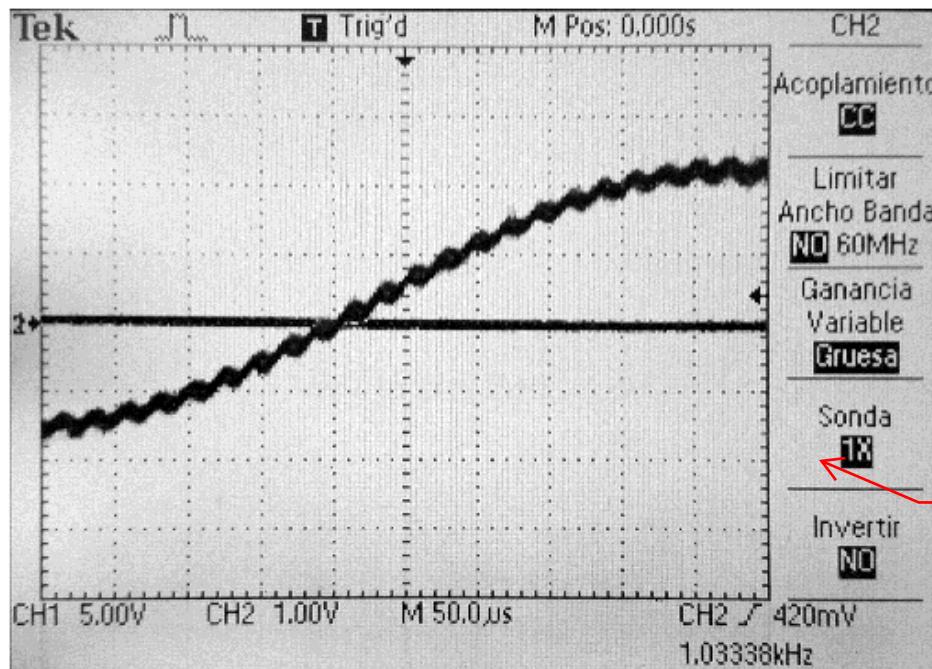
Se modificó la base de tiempo y se determinaron distintas fuentes de ruido. Una de ellas es la red eléctrica (ver figura 14), la otra se debe a diversos agentes y puede observarse en la figura 15.

Cómo influye  $R_i$ ? Intenten explicar el resultado de la medición



Esto está desordenado.  
Por qué ponen la medición del ruido del caso b separado?

Figura 14: Medición del ruido de la tensión de salida introducido por la red eléctrica



Aproximadamente que frecuencia tiene el ruido?

Figura 15: Medición del ruido de la tensión de introducido por otros agentes

Observar que en el caso c) es imposible amplificar la señal a los valores que predice el modelo lineal, al alcanzarse los niveles máximos de funcionamiento, determinados por los valores de las tensiones de alimentación.

Tanto en la simulación (figura 11), como en las mediciones de laboratorio pudo observarse esto (figura 12). Notar que en ambos casos la señal se corta antes de llegar a 12 V y -12 V, valores correspondientes a la tensión de alimentación del AO.

Para el caso a), reemplazar la carga por otra de  $10\Omega$  y ver que, si  $R_L$  se hace comparable con  $R_O$  del AO, el valor de la amplificación de tensión se aparta del predicho por el modelo lineal.

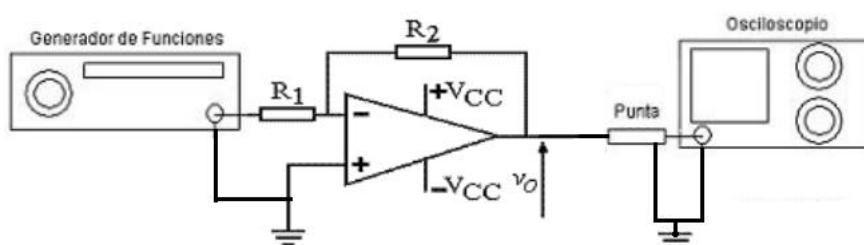
Al agregar una  $R_L$  de valor similar a  $R_O$ , disminuye la amplificación a lazo abierto por el divisor resistivo que se genera entre  $R_L$  y  $R_O$ , por lo tanto disminuye la tensión que cae en  $R_L$ , lo que

Dónde se muestra esto?

resulta en una disminución de la ganancia. Por otro lado, la fuente de corriente de salida del AO tiene, en este caso, un valor máximo de 25 mA lo que hace que a la salida se pueda tener hasta cierto valor máximo de tensión. En esta configuración, al tener el AO una corriente máxima de salida de 25 mA y una  $R_L = 10 \Omega$ , la tensión máxima que se podrá tener es de  $V_o = 250 \text{ mV}$ . Ver figuras 5, 6, 8 y 9

2. Se obtendrá el valor de  $\hat{V}_o$  en vacío para una entrada senoidal con  $\hat{V}_{i1}$  entre 50 mV y 100 mV para  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  y  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ , variando la frecuencia del generador de señal de 0 Hz a 10 MHz

Para obtener lo pedido se utilizó el siguiente banco de medición:



Qué se ve en las figuras 5 y 6?

Figura 16: Banco de medición

Se simuló en *Spice* la respuesta en frecuencia de la transferencia del circuito utilizando punta compensada (figura 17) y una entrada senoidal de 75 mV. Siendo la curva continua la amplitud y la linea punteada la fase. En este caso siendo la amplificación máxima de 20 dB se encontró que la respuesta en frecuencia alcanza los 17 dB en la frecuencia de corte  $f_c = 90 \text{ kHz}$ .

En la figura 18 puede verse la respuesta en frecuencia representada a partir de los datos relevados de la medición utilizando punta x10. En este caso la frecuencia de corte se encuentra entre los 90 kHz y los 95 kHz, lo que coincide con lo simulado previamente.

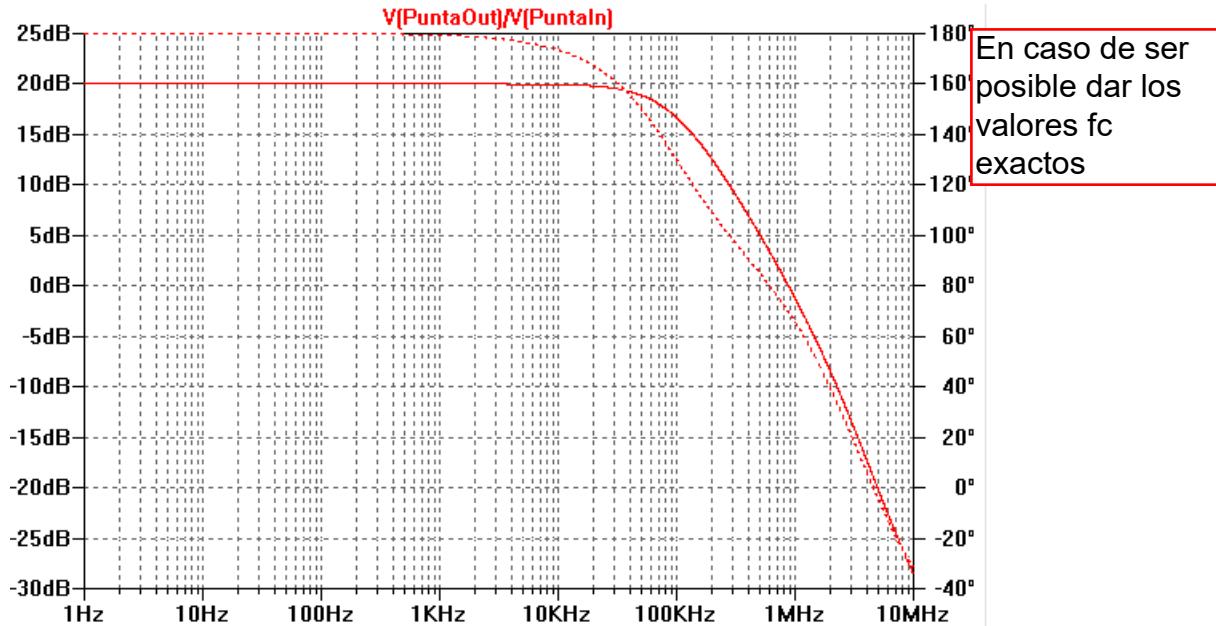


Figura 17: Respuesta en frecuencia con punta compensada simulada

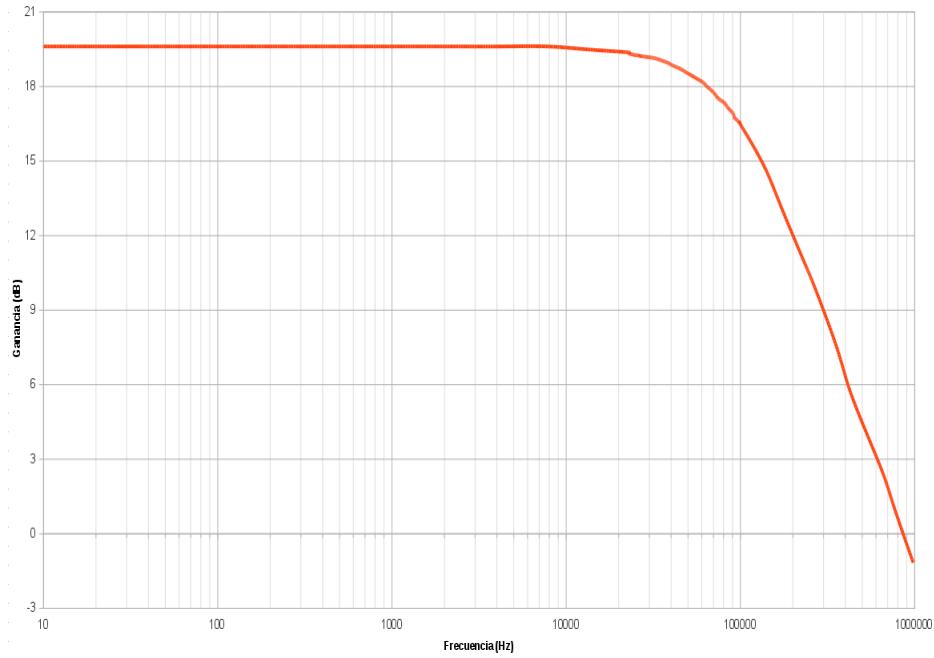


Figura 18: Respuesta en frecuencia con punta compensada utilizando datos relevados de la medición

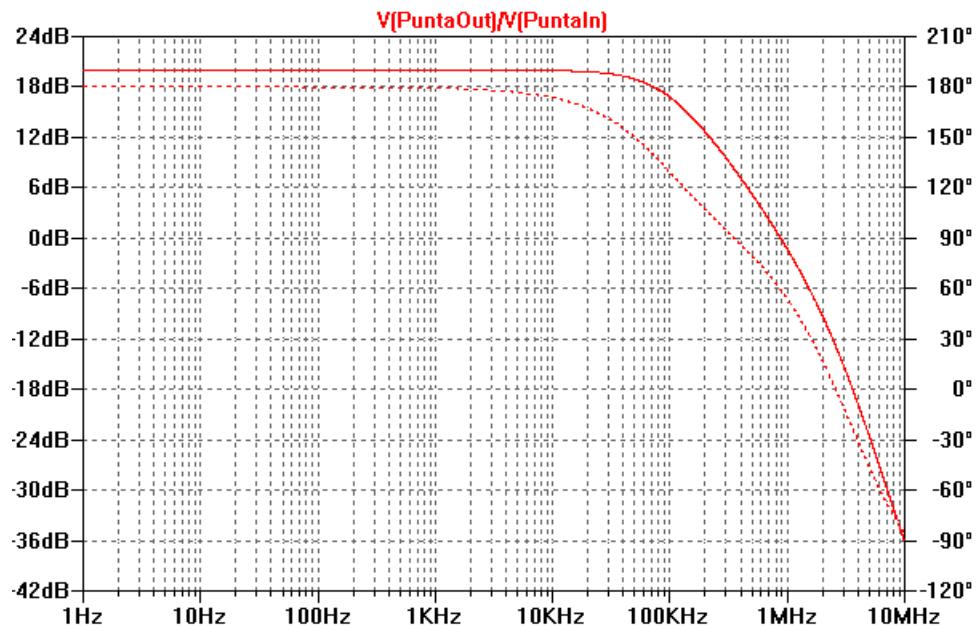


Figura 19: Respuesta en frecuencia con punta directa simulada

Luego se aumentó la tensión de entrada a 0,5 V y se observó que a partir de frecuencias mayores a 10 kHz la señal de salida comienza a deformarse. En la figura 20 se muestran las señales de salida y entrada para una frecuencia de 50 kHz simulada, y en la figura 21 las señales de salida y entrada para la misma frecuencia pero medidas con el osciloscopio.

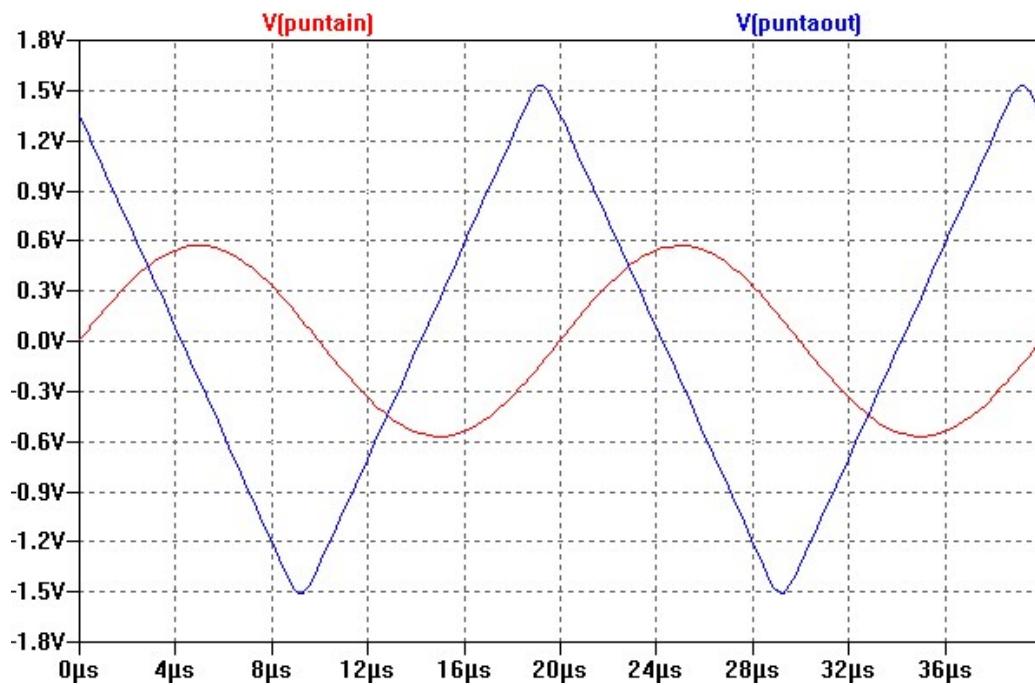


Figura 20: Señal de salida y entrada simulada a  $f = 50$  kHz

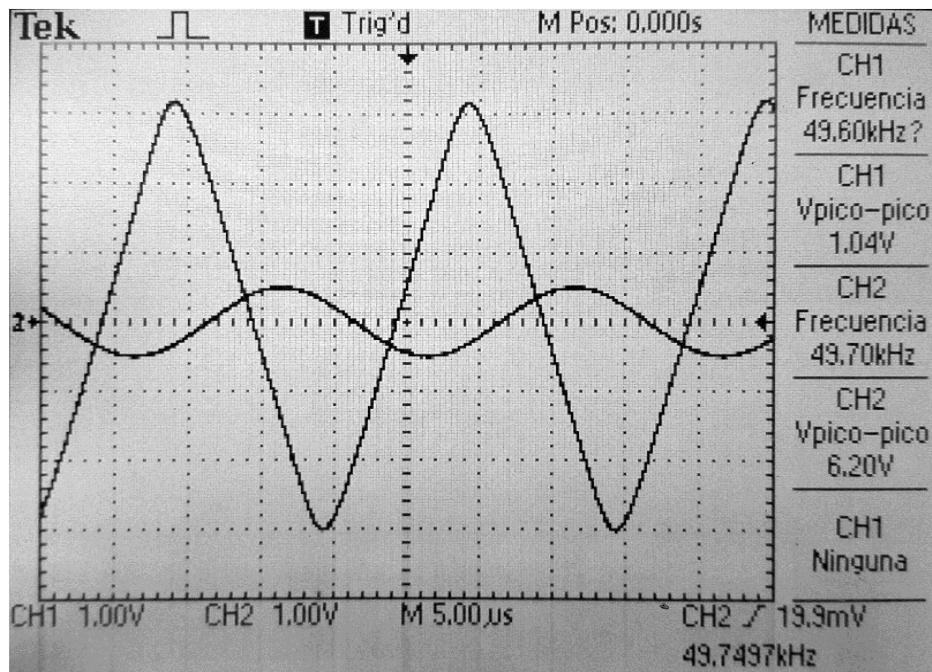


Figura 21: Señal de salida y entrada medida a  $f = 50$  kHz

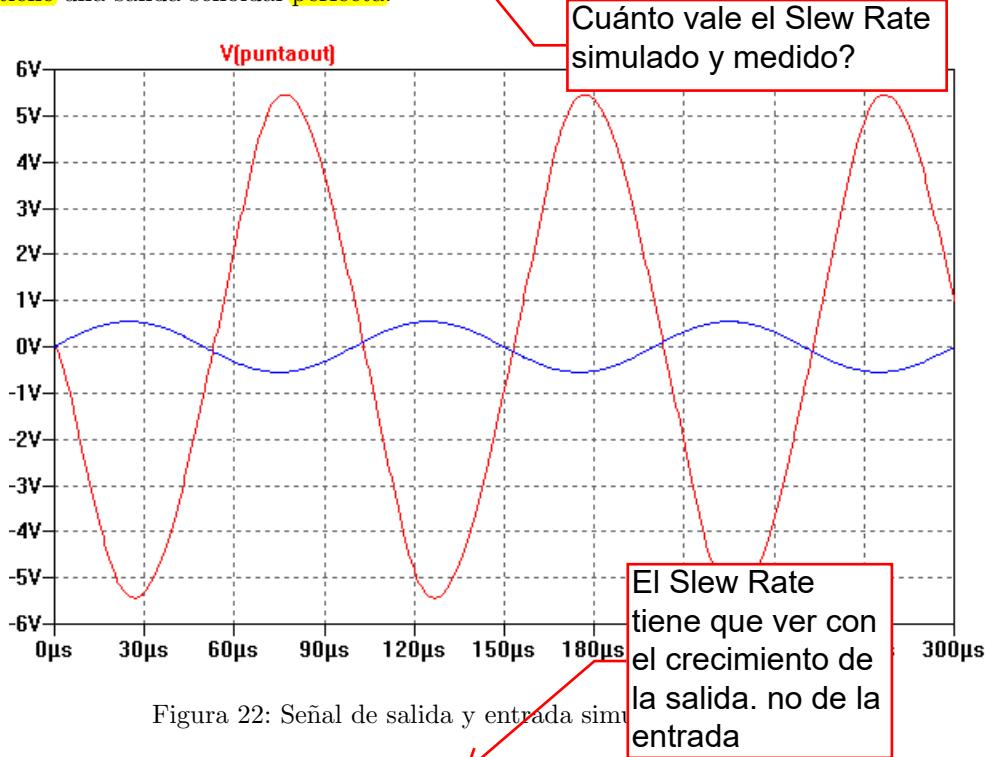
¿Se esperaría medir el mismo valor de  $f_c$  de utilizar la punta de prueba directa (1X)?. ¿Y si se mide con un tester digital?

Para la punta X1 (ver figura 19) y X10 se encuentra la misma frecuencia de corte, ya que la transferencia del circuito es  $T(S) = \frac{-R_2}{R_1}$  la cual no tiene ningún polo, por lo que la frecuencia de corte depende del AO únicamente. En el caso del tester digital (DT830B de la marca UNI-T), al tener un ancho de banda de 45 Hz a 400 Hz no se lograría medir hasta la frecuencia de corte.

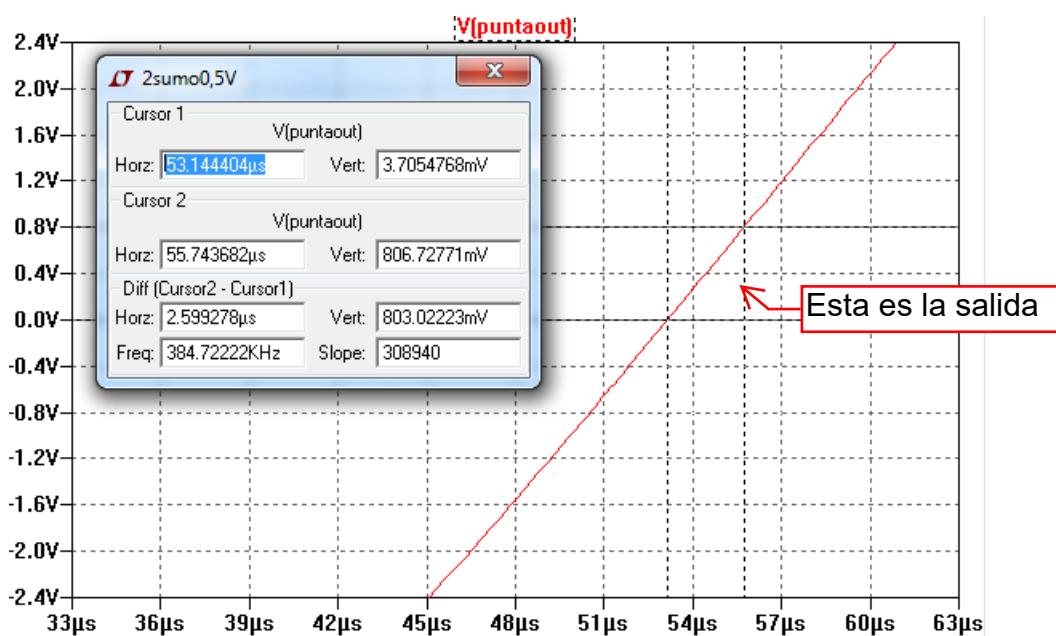
Aumentar la tensión a mas de 0,4 V. Verificar que a partir de de una frecuencia dada, cambia la forma de la señal de salida. Es decir que para esos niveles de tensión de entrada y frecuencia, el modelo de amplificador dejaría de predecir correctamente la forma de la tensión

de salida.

Al aumentar la tensión de entrada a más de 0,4 V, se verifica que para una frecuencia dada cambia la forma de la señal de salida debido a un efecto no-lineal de los amplificadores denominado “slew rate”. Este se define como el rango máximo de cambio de la tensión de salida para todas las señales de entrada posibles, por lo que limita la velocidad de funcionamiento, es decir la frecuencia máxima a la que puede funcionar el amplificador para un nivel dado de señal de salida. En el AO LM741 la máxima velocidad de respuesta es  $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Simulando, se llegó a que para este circuito, la frecuencia a la que empieza a deformarse la salida es 10 KHz. Esto puede verse en la siguiente figura, donde para una entrada senoidal, no se tiene una salida senoidal perfecta:



Donde haciendo zoom a la señal de entrada, se encuentra que la pendiente es aproximadamente de  $0,4 \text{ V}/\mu\text{s}$  (es decir, menor a  $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ ), por lo que por lo dicho anteriormente, la señal de salida se deforma (ver figura 23)



## 4. Circuito integrador

Se utilizará el banco de medición mostrado en la figura 24. Su tensión de salida se calcula mediante la ecuación 9

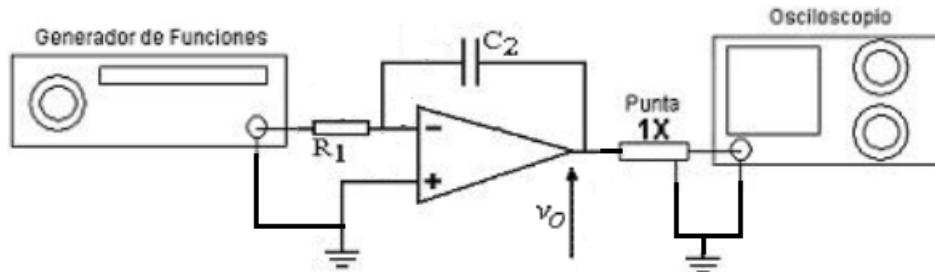


Figura 24: Circuito integrador

Se utilizará el circuito con la siguiente configuración: Señal de entrada cuadrada de  $f = \frac{1}{10\tau}$  y amplitud de 0,2 V;  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  y  $C_1 = 100 \text{ nF}$ . Para dichos valores la frecuencia resulta  $f = 1 \text{ kHz}$ .

Considerando al AO como ideal mediante la ecuación 9 se obtiene que la señal de salida es una onda triangular de 500 mV de amplitud de frecuencia  $f = 1 \text{ kHz}$  con componente de continua nulo.

Se simuló en Spice el circuito integrador utilizando punta directa (figura 25) y punta compensada (figura 28). También se midió el mismo circuito con punta directa (figura 26 en CC y figura 27 en CA) y punta compensada (figura 29 en CC y figura 30 en CA).

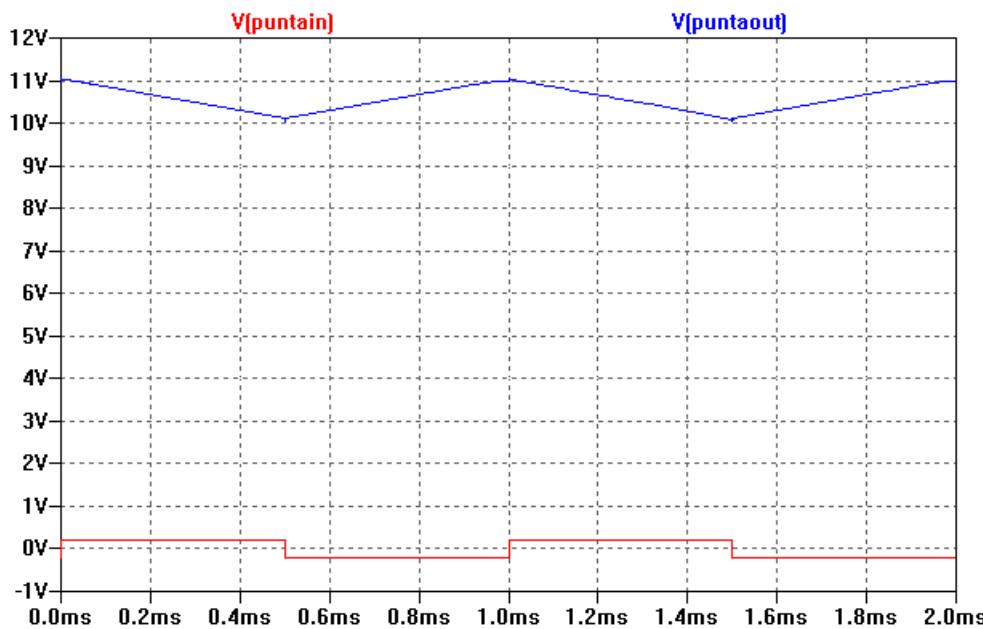


Figura 25: Señales de entrada y salida con punta directa simuladas

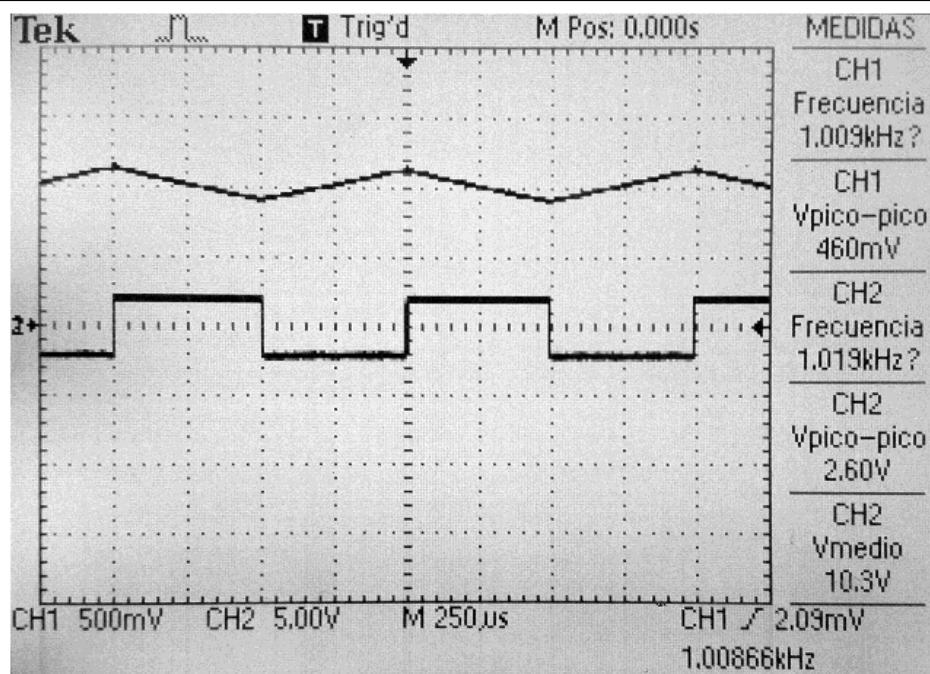


Figura 26: Señales de entrada y salida con punta directa medidas en CC

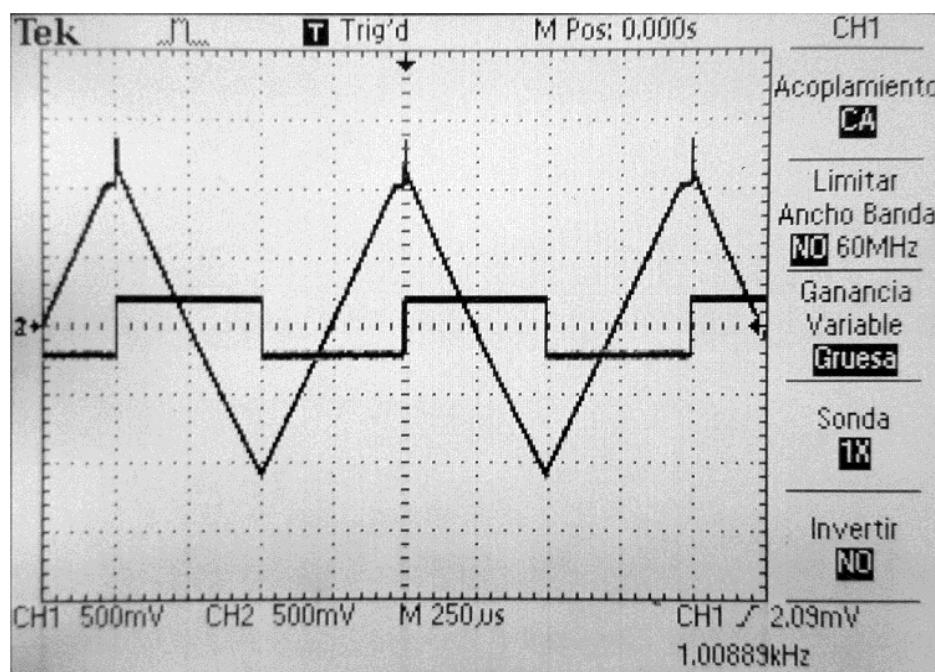


Figura 27: Señales de entrada y salida con punta directa medidas en CA

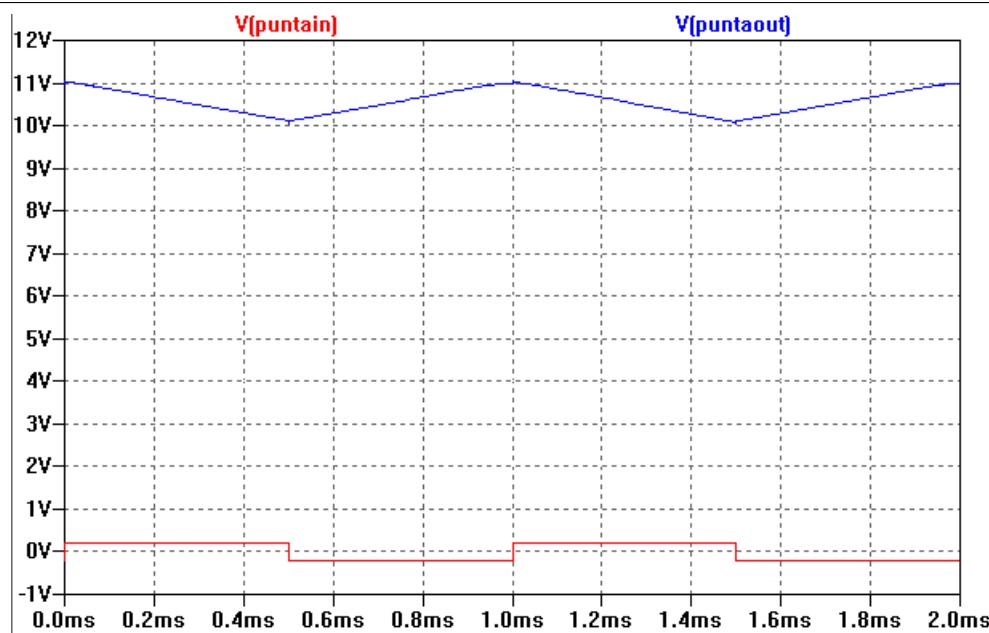


Figura 28: Señales de entrada y salida con punta compensada simuladas

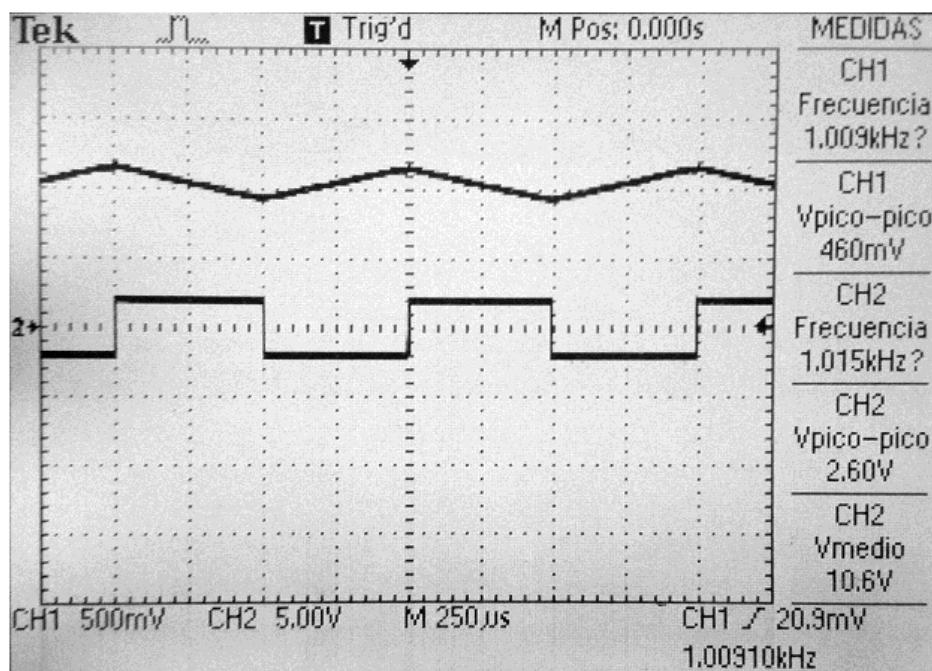


Figura 29: Señales de entrada y salida con punta compensada medidas en CC

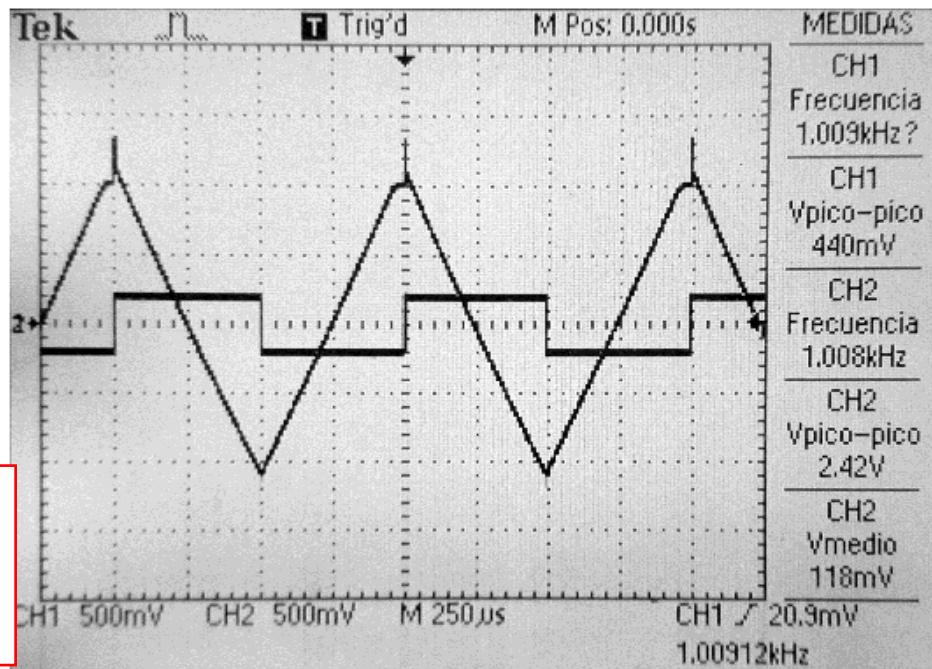


Figura 30: Señales de entrada y salida con punta compensada medidas en CA

No se observaron **diferencias significativas** entre las mediciones y simulaciones hechas con punta directa, con las hechas con punta compensada.

Se agregó un resistor  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  en paralelo con  $C_2$  y se volvió a simular con punta directa (figura 31) y con punta compensada (figura 33). También se volvió a medir con punta directa (figura 32) y punta compensada (figura 34).

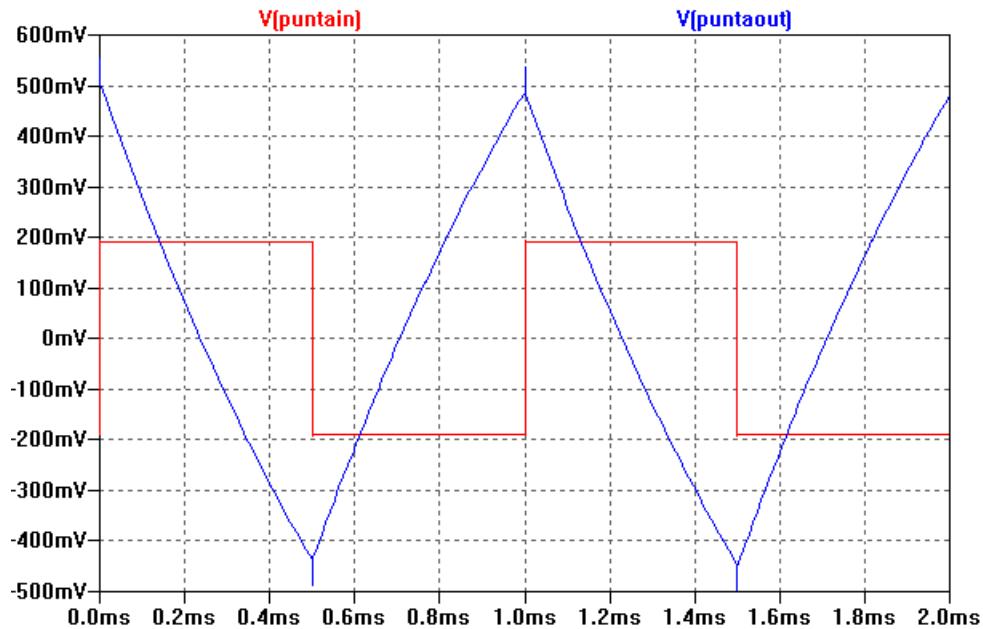


Figura 31: Señales de entrada y salida con  $R_2$  en paralelo a  $C_2$  utilizando punta directa simuladas

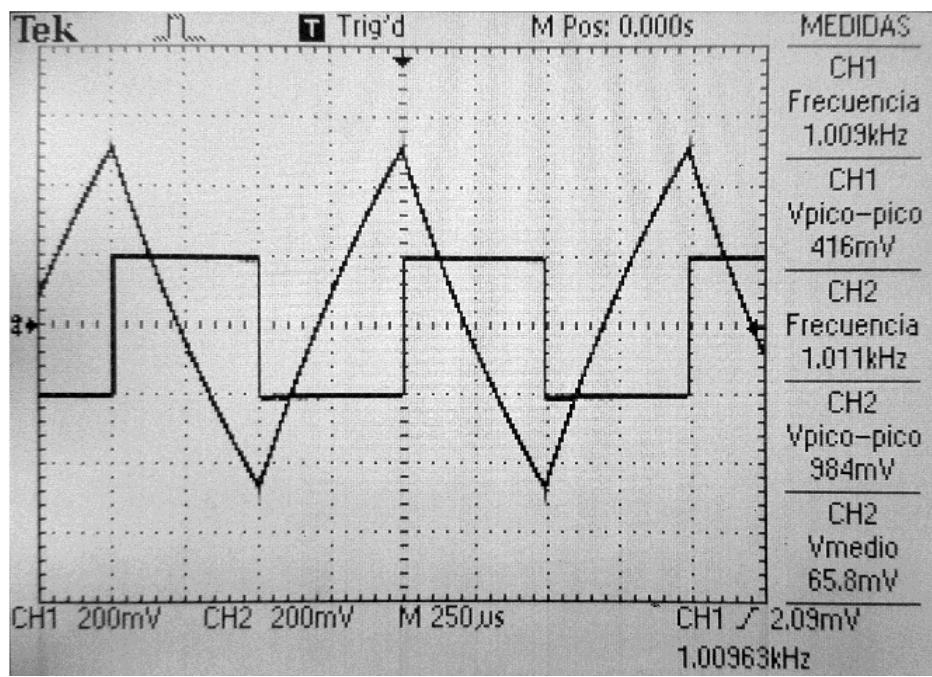


Figura 32: Señales de entrada y salida con  $R_2$  en paralelo a  $C_2$  utilizando punta directa medidas

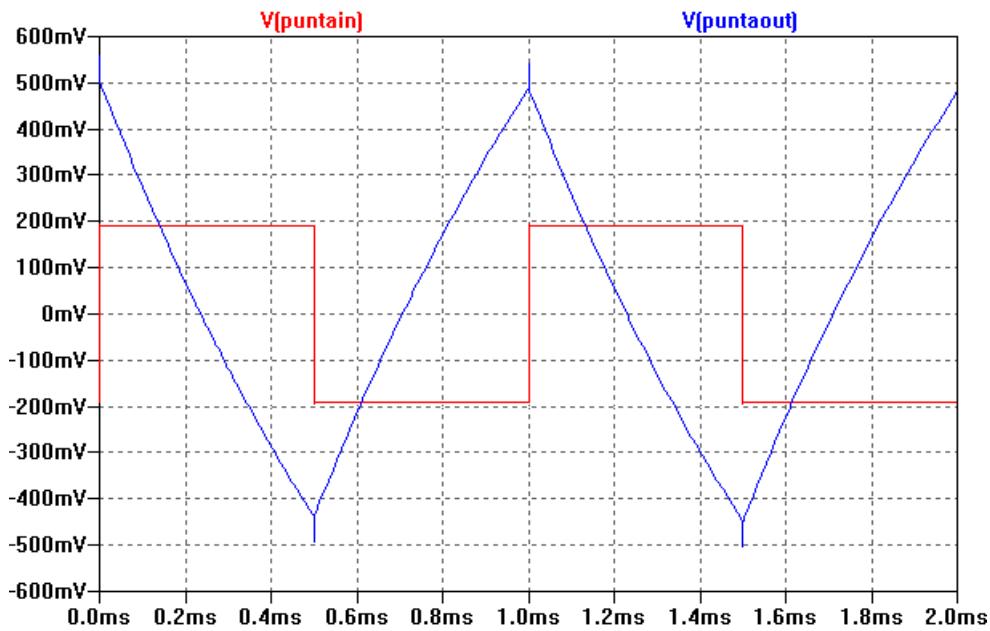


Figura 33: Señales de entrada y salida con  $R_2$  en paralelo a  $C_2$  utilizando punta compensada simuladas

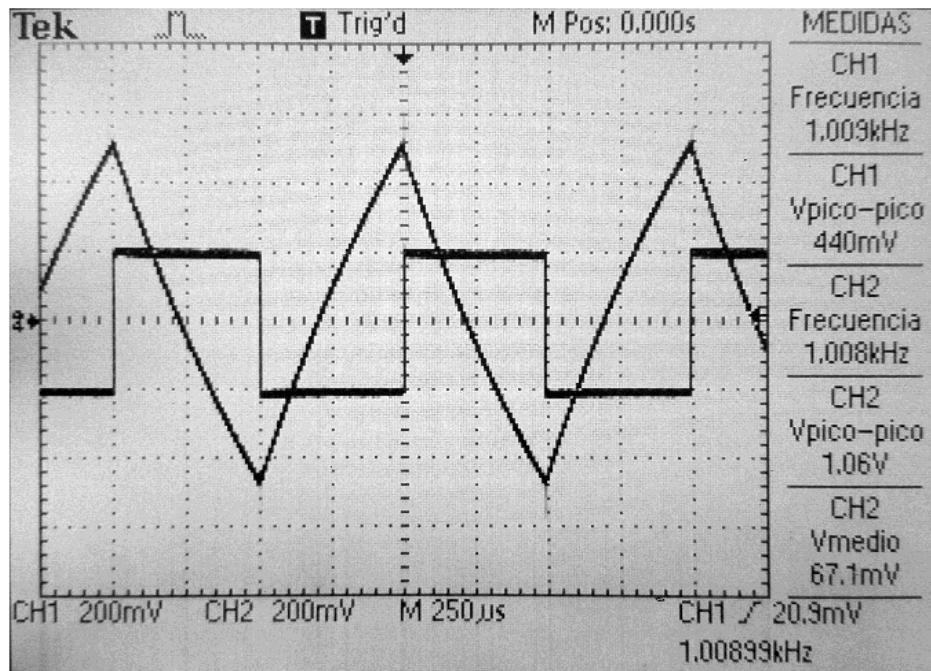


Figura 34: Señales de entrada y salida con  $R_2$  en paralelo a  $C_2$  utilizando punta compensada medidas

Inciso	$t_r$ [ms]
Teórico	0.40
Simulacion x1	0.42
Medición x1	0.40
Simulación x10	0.41
Medición x10	0.40

Tabla 3: Tabla comparativa de tiempos de crecimiento sin la resistencia  $R_2$

Inciso	$V_{medio}$ [V]
Teórico	0
Simulacion x1	10.6
Medición x1	10.3
Simulación x10	10.6
Medición x10	10.6

Tabla 4: Tabla comparativa de valores medios sin la resistencia  $R_2$

En la tabla 3 se observan los tiempos de crecimiento de cada tensión de salida. El tiempo de crecimiento se define como el tiempo que tarda una señal en pasar del 10 % de la misma al 90 %. Para el caso de la simulación este se obtuvo utilizando las siguientes directivas de Spice:

```
.meas Vpp PP V(PuntaOut) from 0ms to 1ms
.meas Vmin MIN V(PuntaOut) from 0 to 1m
```

Siendo  $V(\text{PuntaOut})$  la tensión en la salida. Con la primer directiva se obtuvo el valor pico a pico, y con la segunda el valor mínimo, ambas durante un periodo. Luego se hicieron las siguientes cuentas:

$$V_{10\%} = V_{min} + 0.1 * V_{pp}$$

$$V_{90\%} = V_{min} + 0.9 * V_{pp}$$

Una vez que se obtuvieron estos valores, se utilizaron los cursores de LTSpice posicionando el cursor 2 en la tensión  $V_{90\%}$  y el cursor 1 en la tensión  $V_{10\%}$ . Esta ventana indica cuánto vale la resta de los tiempos correspondientes al cursor 2 y cursor 1, dando esto como resultado el tiempo de crecimiento.

En la misma tabla se pueden observar los valores correspondientes a las mediciones, estos fueron calculados observando la pantalla del osciloscopio.

Para calcular el valor teórico del tiempo de crecimiento, como se dijo anteriormente, considerando al AO

como ideal y utilizando la ecuación 9 se obtiene que la señal de salida es una onda triangular de 500 mV de amplitud y de frecuencia  $f = 1 \text{ kHz}$  con componente de continua nula. Teniendo esta señal, se calculó la recta con pendiente positiva (tiempo en donde la cuadrada de entrada es negativa):

$$V_{out}(t) = 2000*t - 1.5$$

Con esta recta, se calcularon los tiempos donde la señal alcanza el 10% y el 90% de la misma, es decir -400 mV y 400 mV. Utilizando estas tensiones en la ecuación anterior, se obtiene que  $t_{10\%} = 0,55 \text{ ms}$  y  $t_{90\%} = 0,95 \text{ ms}$ . Haciendo la resta se obtiene que  $t_r = 0,4 \text{ ms}$ .

En la tabla 4 se observan los valores medios de la señal de salida. Para la simulación se utilizó la directiva:

```
.meas Vmedio AVG V(PuntaOut) from 0ms to 1ms
```

Esta indica el valor medio durante un periodo de la señal V(PuntaOut), que en este caso corresponde a la señal de salida. Los valores medios de las mediciones fueron obtenidos configurando los cursores del osciloscopio. El valor medio teórico vale 0 ya que se está integrando una señal cuadrada, y se compensan las áreas.

Observar que la integración se ve limitada por los niveles máximos de funcionamiento dados por las tensiones de alimentación.

Esto se debe a que, si se plantea la transferencia del circuito (mediante Laplace), se observa que en  $s = 0$  se tiene un polo, lo que implica que cuando la tensión de entrada sea constante (frecuencia nula), se obtiene una ganancia infinita, es decir, la salida tiende a infinito. En la práctica, la salida está limitada por la saturación del AO, que está dada por su alimentación, en este caso,  $\pm 12 \text{ V}$ . Si a la entrada no se tuviera ninguna continua, igualmente saturaría a  $+V_{cc}$  o  $-V_{cc}$  debido a la tensión de offset que tiene el operacional en sus terminales. Esta tensión al ir integrándose va sumando una componente de continua que terminaría haciendo saturar la señal a  $+V_{cc}$  o  $-V_{cc}$ .

Agregar un resistor  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  en paralelo con  $C_2$  y observar que la descarga de  $C_2$  a través de  $R_2$  permite un funcionamiento cercano al predicho en el modelo ideal, evitando alcanzar los límites de niveles de tensión de funcionamiento.

Al agregar  $R_2$  se permite la descarga de  $C_2$  a través de dicha resistencia y se evita alcanzar los límites de niveles de tensión de funcionamiento, ya que se limita la ganancia. Es decir que en este caso, planteando la transferencia, se observa que el polo que antes estaba en  $s = 0$  se desplaza hacia  $s = \frac{1}{R_2 C_2}$ , por lo que para la continua (frecuencia nula) no se tiene ganancia infinita y se evita llegar a la tensión de saturación del AO, siendo esta su tensión de alimentación, que en este caso es  $\pm 12 \text{ V}$ .

Positivo?

## 5. Circuitos Rectificadores

### 5.1. Rectificador Simple

El circuito rectificador de media onda que se muestra en el banco de medición de la figura 35, implementado con un diodo 1N4001/07 y un resistor  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , es excitado por una señal senoidal de frecuencia  $f = 50 \text{ Hz}$  y amplitud  $\hat{V}_i = 5 \text{ V}$ .

¿Por qué se utiliza una amplitud pico de 5 V en la excitación y no de 50 mV?

Se utiliza una alimentación de 5 V ya que si se utilizara una excitación de 50 mV el diodo no estaría en directa ya que debe superar la tensión umbral<sup>2</sup> ( $V_T = 1 \text{ V}$ ), y no se obtendría ninguna tensión a la salida.

Qué dato de la datasheet tomaron como  $V_t$ ?

<sup>2</sup>Dato obtenido en la hoja de datos del componente, ver referencia [2]

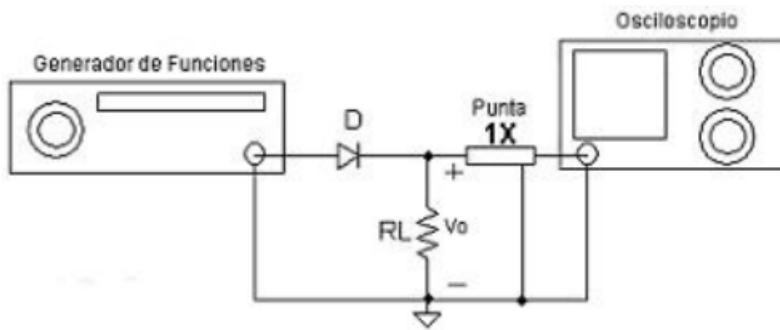


Figura 35: Banco de medición

Mediante el modelo teórico del diodo se calcula la tensión pico de la salida, esta se alcanza cuando la señal de entrada alcanza su valor máximo:

$$\hat{V}_o = \hat{V}_i - V_T = 5 \text{ V} - 1 \text{ V} = 4 \text{ V}$$

Luego se aproxima el valor medio<sup>3</sup> de una media onda senoidal partiendo de su definición:

$$\begin{aligned} \bar{V}_o &= \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t) dt = \frac{1}{T} \left( \int_0^{T/2} \hat{V}_o \sin(wt) dt + \int_{T/2}^T 0 dt \right) = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \hat{V}_o \sin(wt) dt \\ &= \frac{\hat{V}_o}{T} \left[ \frac{-\cos(wt)}{w} \right]_0^{T/2} = \frac{\hat{V}_o}{Tw} \left[ -\cos\left(\frac{wT}{2}\right) + \cos(0) \right] \end{aligned}$$

Reemplazando  $T = \frac{1}{f}$  y  $w = 2\pi f$  en el desarrollo se obtiene:

$$\bar{V}_o = \frac{\hat{V}_o f}{2\pi f} \left[ -\cos\left(\frac{2\pi f}{f^2}\right) + \cos(0) \right] = \frac{\hat{V}_o}{2\pi} [-\cos(\pi) + \cos(0)] = \frac{\hat{V}_o}{2\pi} [1 + 1] = \frac{\hat{V}_o 2}{2\pi} = \frac{\hat{V}_o}{\pi}$$

Por lo tanto:

$$\bar{V}_o = \frac{\hat{V}_o}{\pi} \quad (11)$$

Mediante la ecuación 11 se obtiene que:

$$\bar{V}_o \approx \frac{4 \text{ V}}{\pi} \approx 1,273$$

Simulando en *Spice* se obtuvo la señal de salida mostrada en la figura 36. Resultando  $\bar{V}_o = 1,34381 \text{ V}$  y  $\hat{V}_o = 4,44365 \text{ V}$

<sup>3</sup>Se despreció para este cálculo el intervalo en el que la señal de entrada aún no supera  $V_T$ , debiendo ser nula la salida en este intervalo, quedando media onda senoidal de  $f = 50 \text{ Hz}$

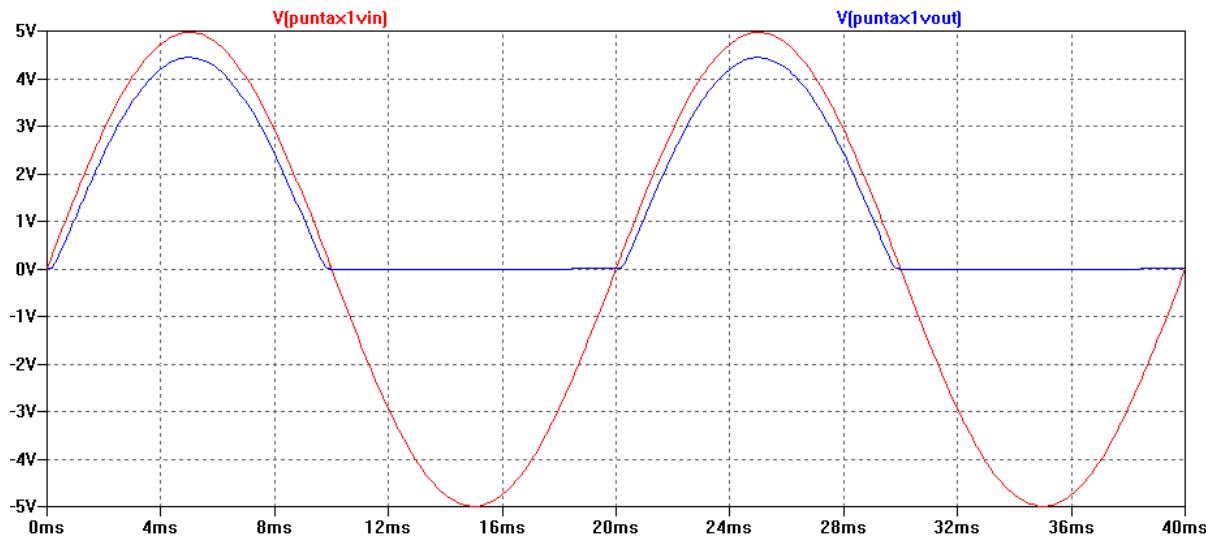


Figura 36: Simulación con  $f = 50 \text{ Hz}$

En la figura 37 se muestran la señal de entrada y salida de las mediciones realizadas. Obteniéndose  $\bar{V}_o = 1,42 \text{ V}$  y  $\hat{V}_o = 4,56 \text{ V}$

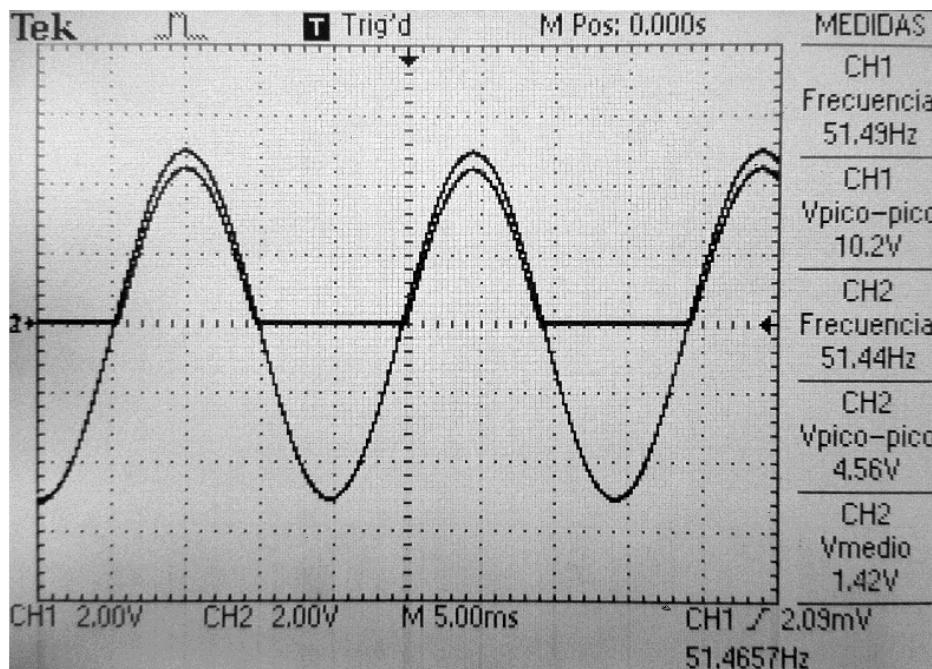


Figura 37: Medición con  $f = 50 \text{ Hz}$

A continuación, en la tabla 5 se resume en una tabla los valores obtenidos para cada método:

Método	$\bar{V}_o[\text{V}]$	$\hat{V}_o[\text{V}]$
Cálculo	1.27	4.00
Simulación	1.34	4.44
Medición	1.42	4.56

Tabla 5: Tabla comparativa de los resultados obtenidos

En la tabla 6 se muestran los errores obtenidos al obtener los valores mediante cálculo y simulación respecto a la medición. En donde se obtuvieron errores altos para los cálculos realizados, esto puede

deberse a que  $V_T$  del diodo sea menor al valor obtenido de la hoja de datos[2] y las aproximaciones realizadas al calcular  $\hat{V}_o$ .

Método	Error de $\bar{V}_o$	Error de $\hat{V}_o$
Cálculo	-10,6 %	-12,3 %
Simulación	-5,63 %	-2,63 %

Tabla 6: Tabla de errores respecto a los valores medidos

Luego se aumentó la frecuencia de la señal de entrada a 50 kHz. Simulando en *Spice* se obtuvo la señal de salida mostrada en la figura 38.

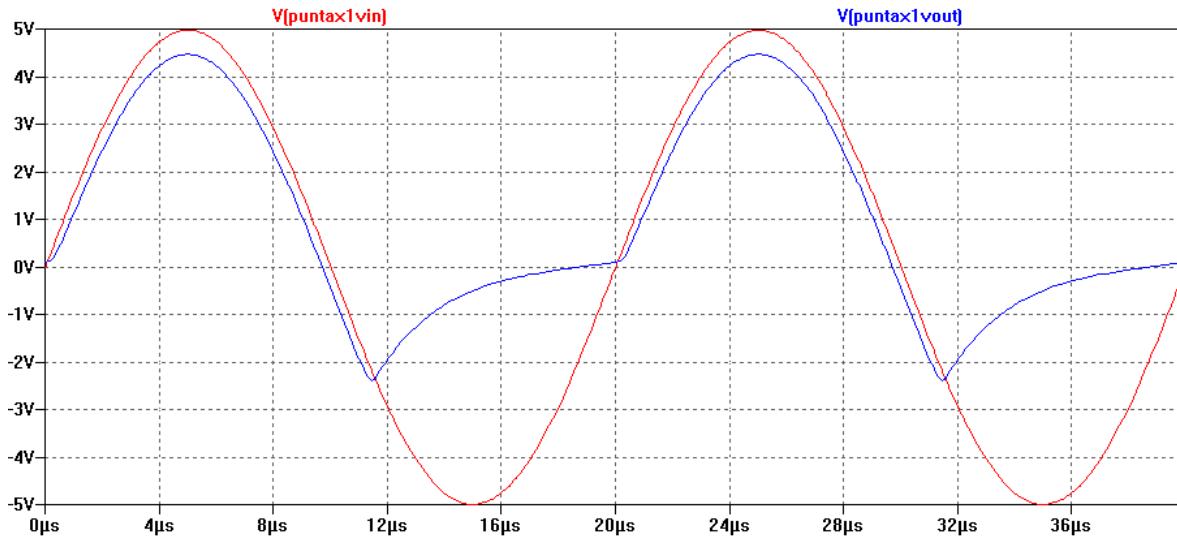


Figura 38: Señal de salida simulada con  $f = 50 \text{ kHz}$

Y mediante mediciones se obtuvo la señal de salida mostrada en la imagen 39. Este efecto ocurre debido a que para altas frecuencias el diodo no llega a conmutar. El tiempo de conmutación<sup>4</sup> es aproximadamente  $5,7 \mu\text{s}$ .

Luego de conmutar tiene una respuesta exponencial. A que se debe esto?

<sup>4</sup>Este dato no se encontró en la hoja de datos. Se extrajo del modelo del diodo de *Spice* el tiempo de transito  $T_t = 5,7 \mu\text{s}$  que se usó como dato aproximado para el tiempo de conmutación ya que son del mismo orden

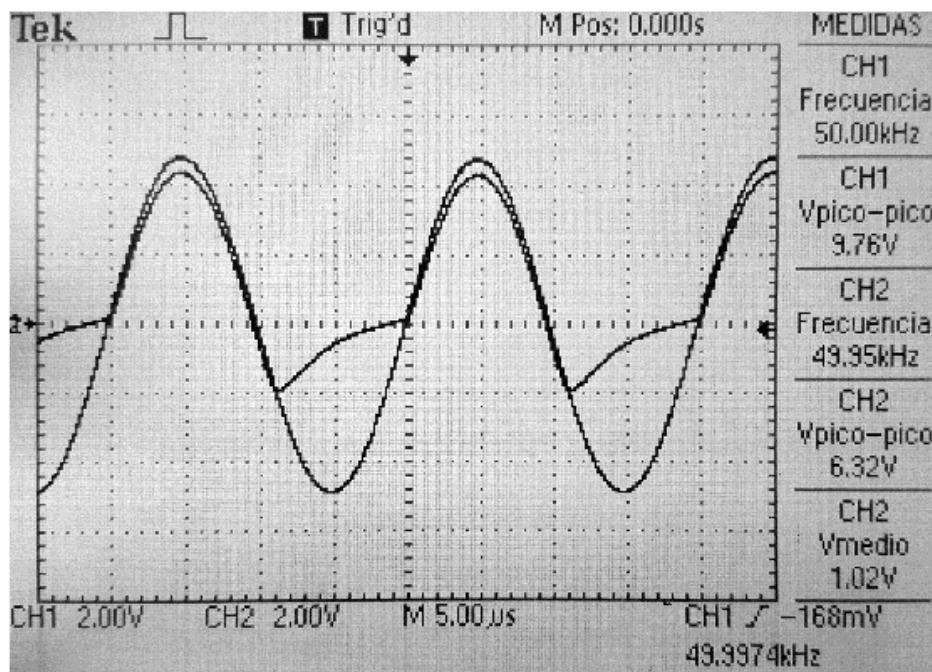


Figura 39: Señal de salida medida con  $f = 50 \text{ kHz}$

Seguidamente, se conecta un capacitor  $C = 47 \mu\text{F}$  en paralelo con  $R_L$ . Se lo excitará con una señal senoidal de frecuencia 50 Hz y amplitud 5 V pico. Como se muestra en el banco de medición de la figura 40

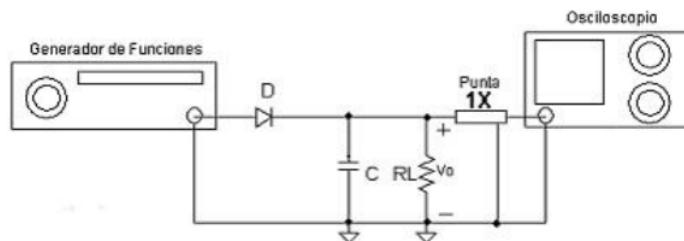


Figura 40: Banco de medición

A continuación se muestran los resultados obtenidos simulando en *Spice* y en las mediciones del laboratorio, para distintos valores de  $R_L$ .

- $\bar{V}_o$ : Valor medio
- $V_{ripple}$ : La variación máxima de tensión de salida (ripple). Se obtendrá mediante  $V_{ripple} = \Delta V_o$ .
- $z\%$ : Es el **porcentaje de ripple o rizado**. Se calculará mediante la siguiente ecuación:

$$z\% = 100 \frac{V_{ripple}}{\bar{V}_o} \quad (12)$$

1.  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

En las figuras 41 y 42 se muestran las señales de entrada y salida obtenidas en modo CC mediante simulación y medición respectivamente.

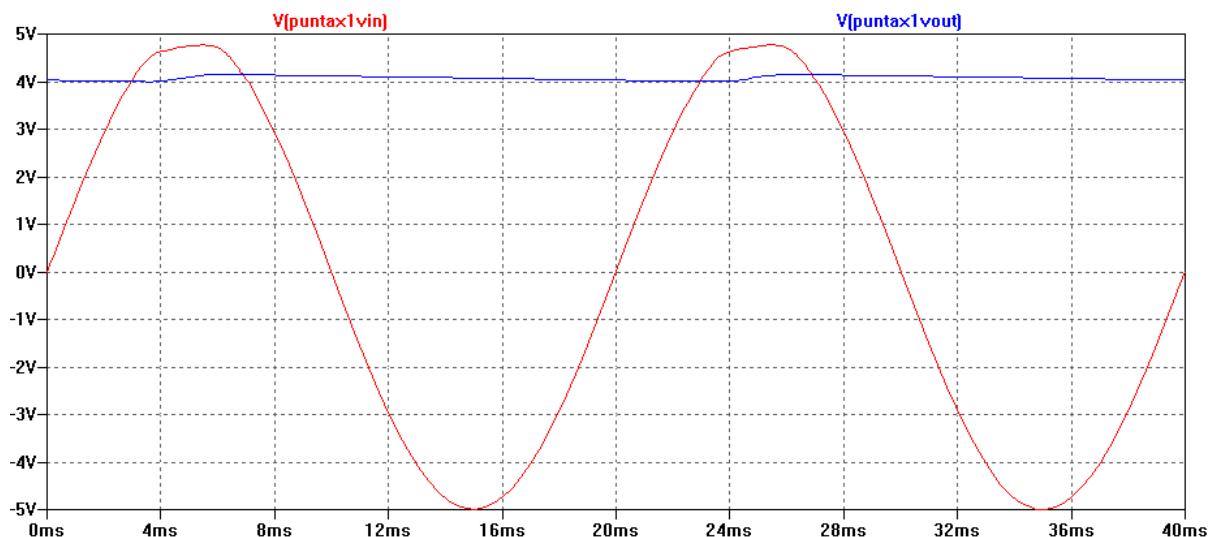


Figura 41: Señal de salida simulada con  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  en modo CC

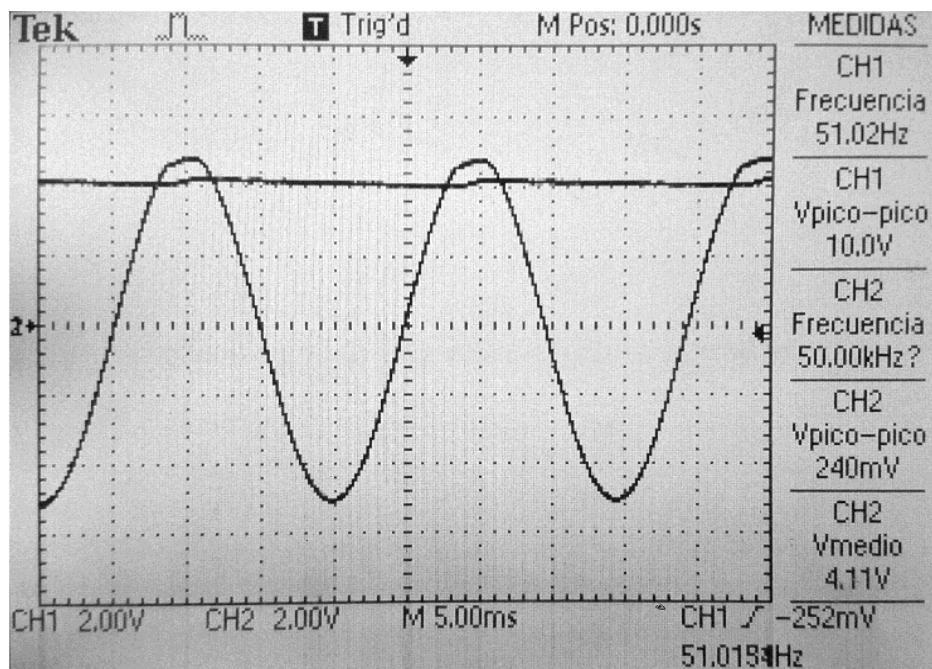


Figura 42: Señal de salida medida con  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  en modo CC

En las figuras 43 y 44 se muestran las señales de salida en modo CA mediante simulacion y medicion respectivamente.

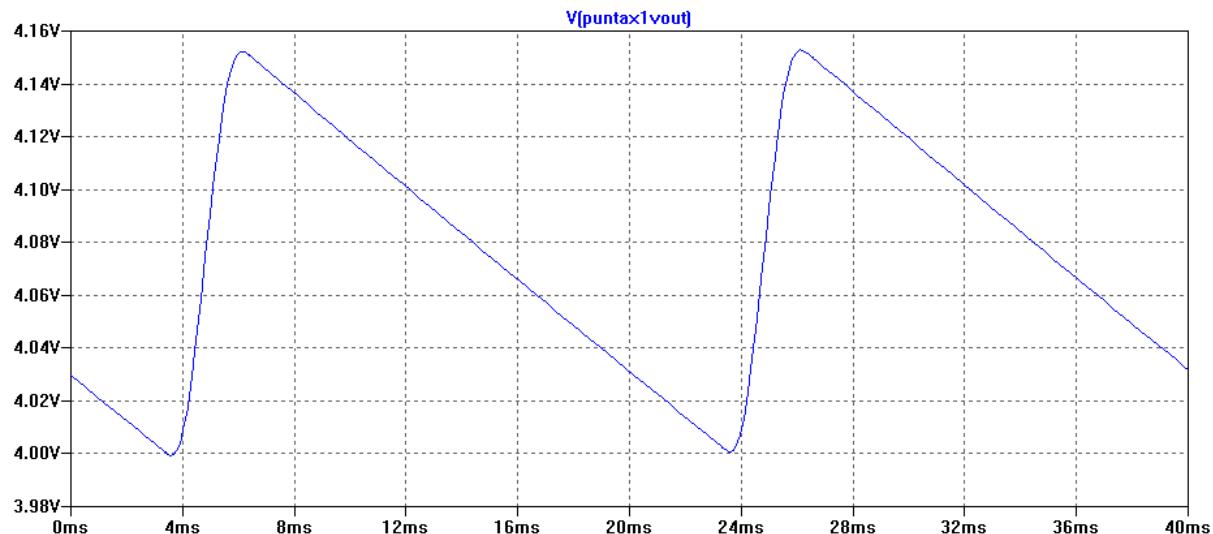


Figura 43: Señal de salida simulada con  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  en modo CA

Esto es un zoom.  
No se quitó la continua

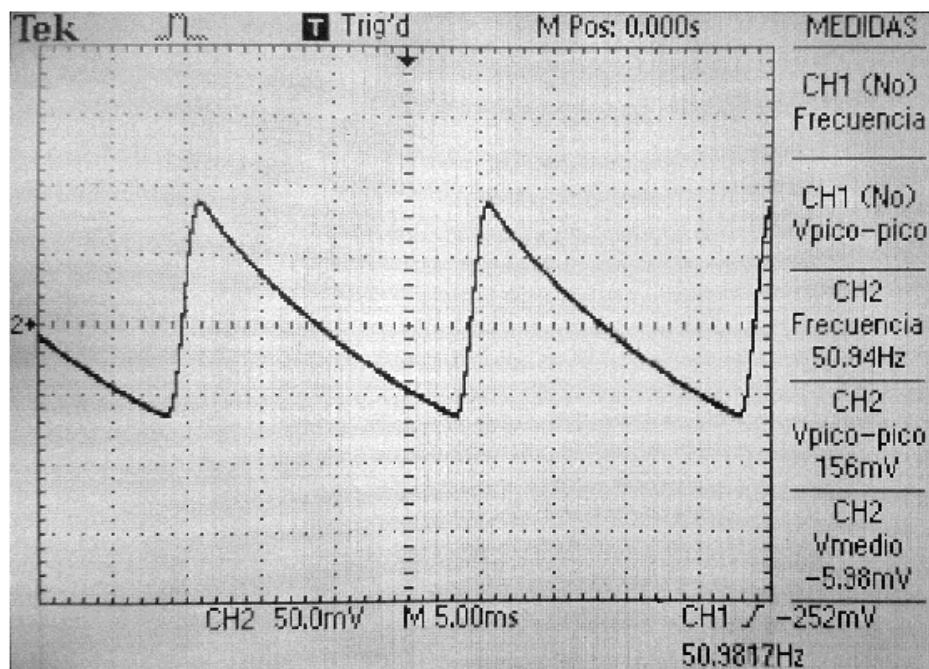


Figura 44: Señal de salida medida con  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  en modo CA

## 2. $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$

En las figuras 45 y 46 se muestran las señales de entrada y salida obtenidas en modo CC mediante simulación y medición respectivamente.

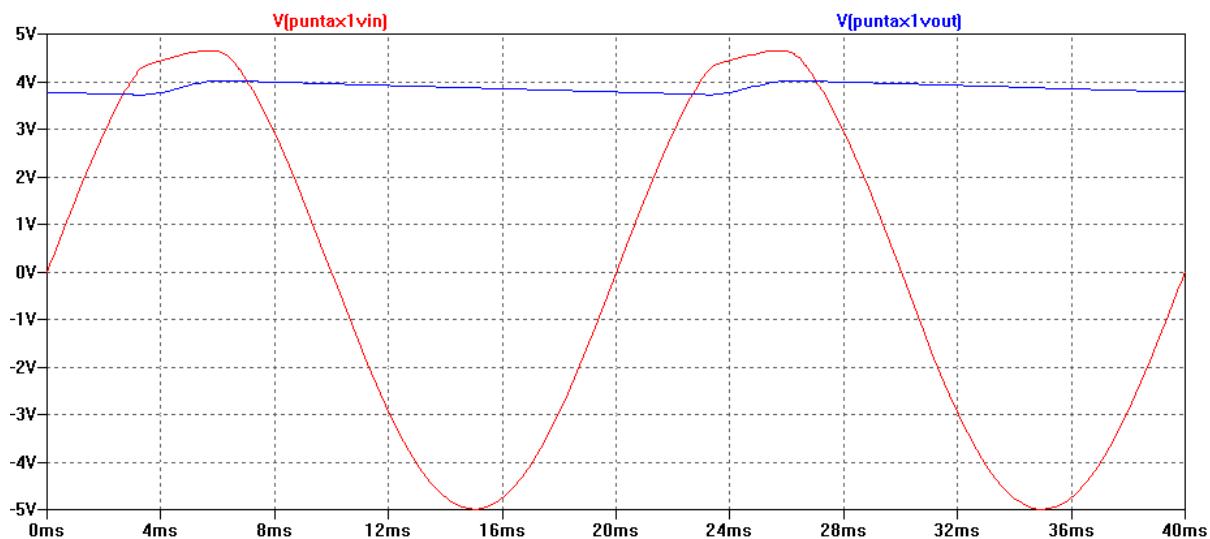


Figura 45: Señal de salida simulada con  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$  en modo CC

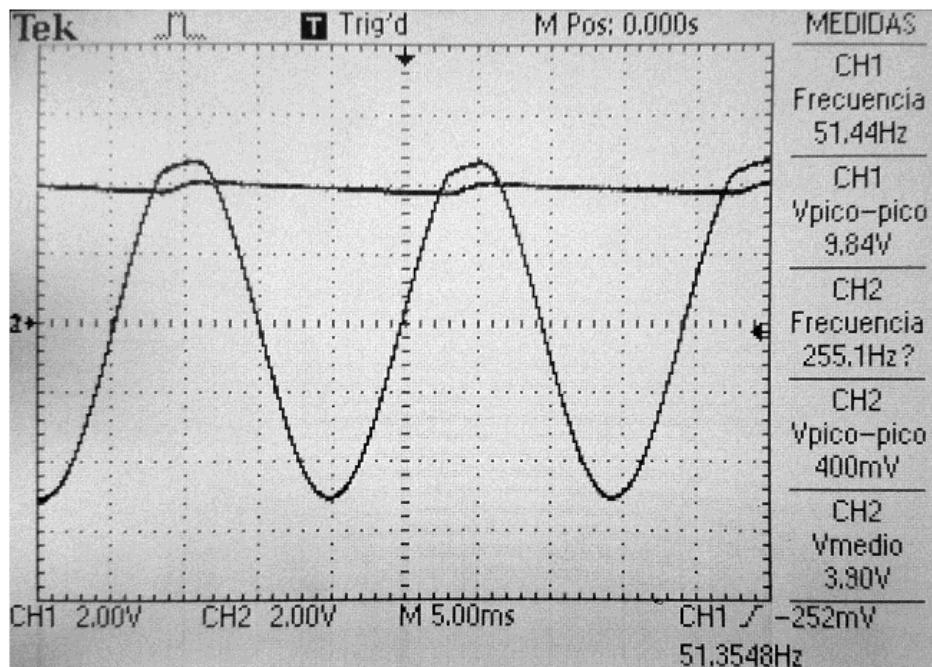


Figura 46: Señal de salida medida con  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$  en modo CC

En las figuras 47 y 48 se muestran las señales de salida en modo CA mediante simulación y medición respectivamente.

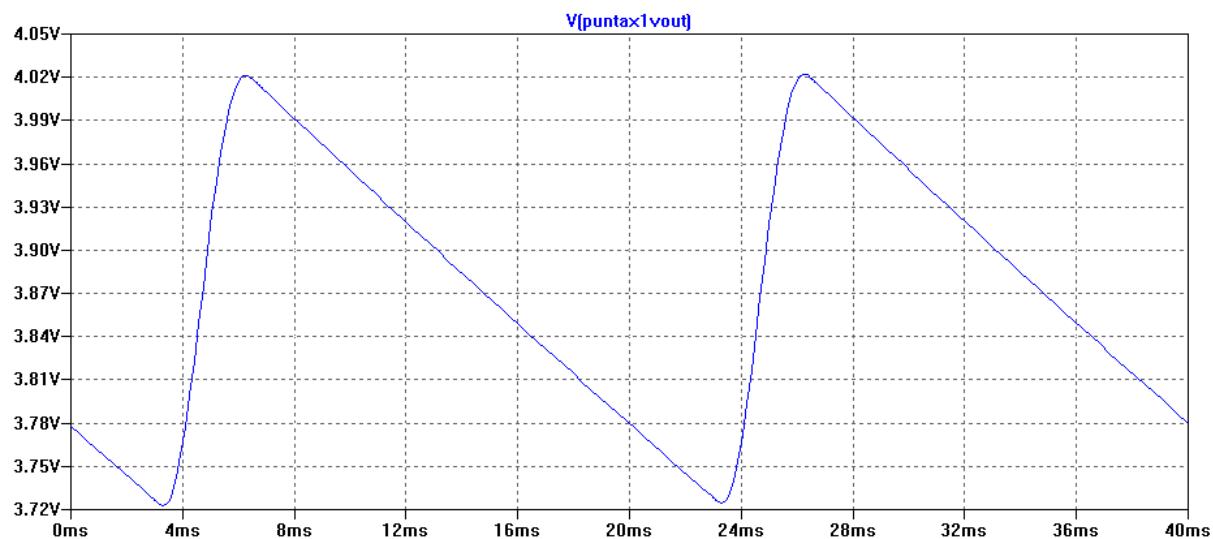


Figura 47: Señal de salida simulada con  $R_L = 4,7\text{k}\Omega$  en modo CA

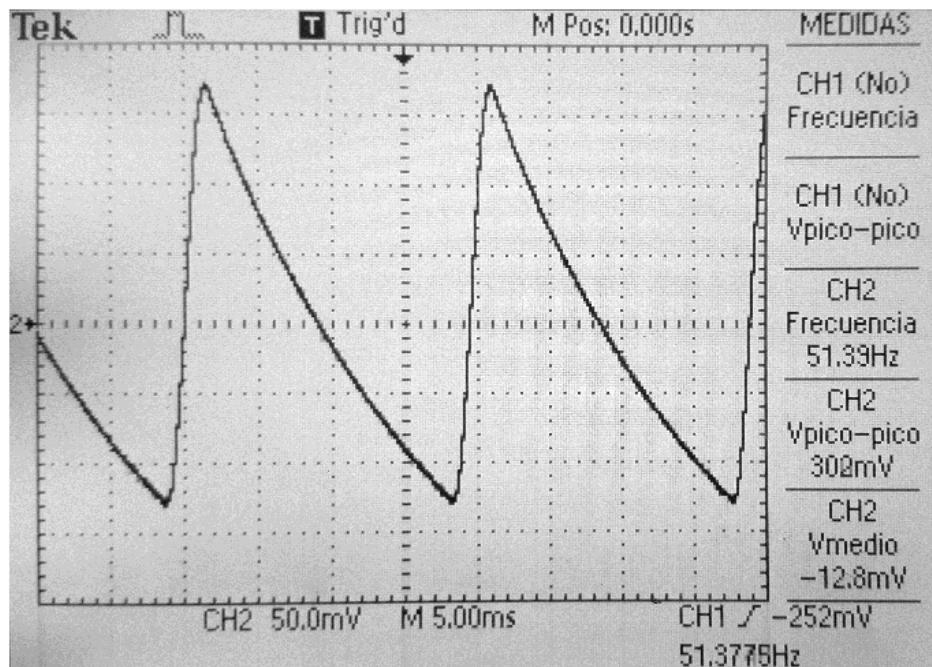


Figura 48: Señal de salida medida con  $R_L = 4,7\text{k}\Omega$  en modo CA

### 3. $R_L = 1\text{k}\Omega$

En las figuras 49 y 50 se muestran las señales de entrada y salida obtenidas en modo CC mediante simulación y medición respectivamente.

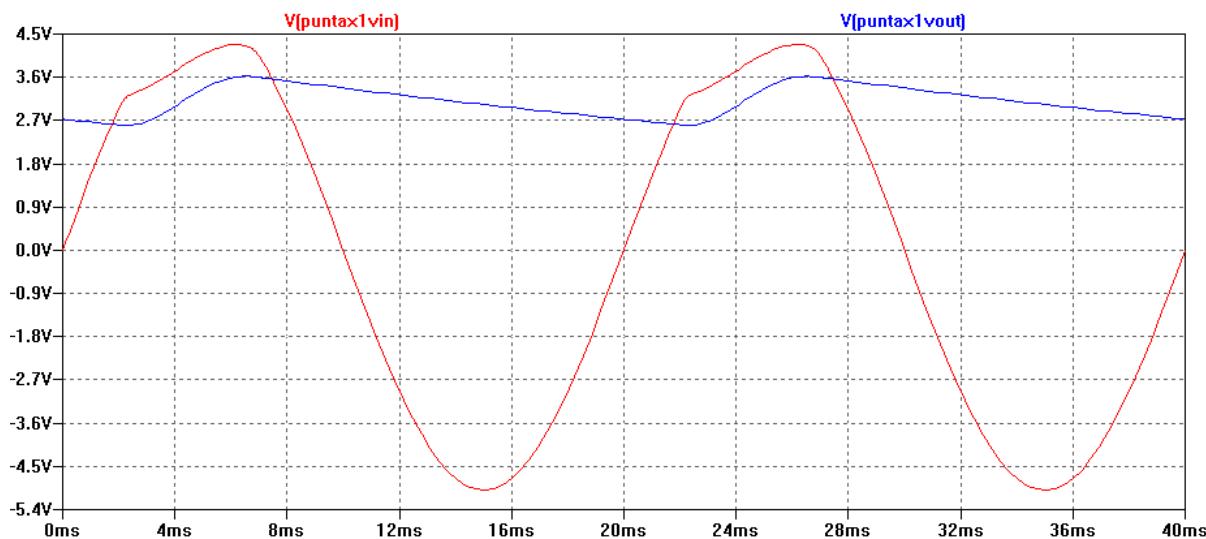


Figura 49: Señal de salida simulada con  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  en modo CC

A que se debe  
este quiebre en la  
señal?

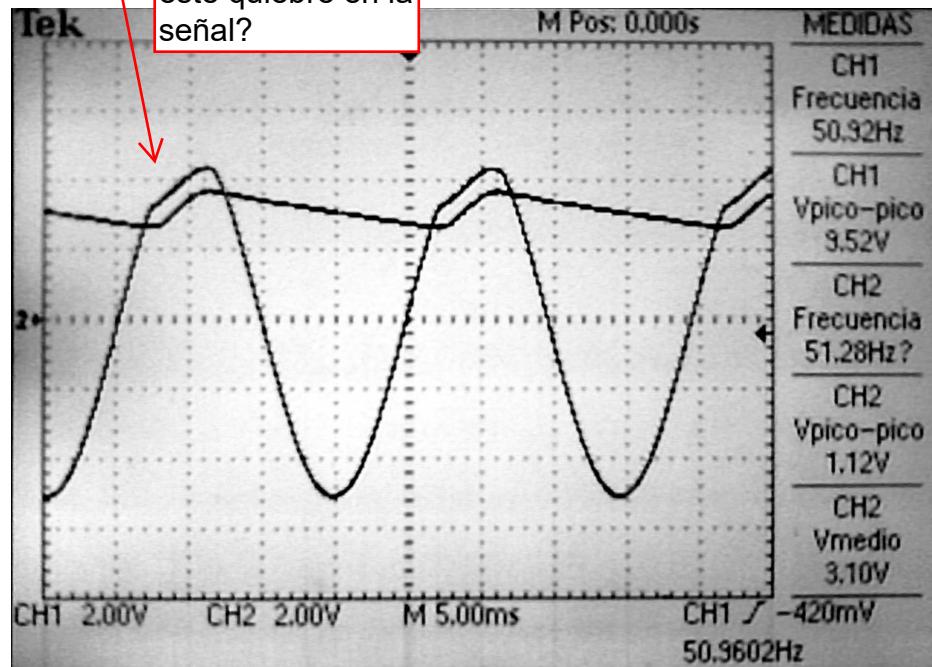


Figura 50: Señal de salida medida con  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  en modo CC

En las figuras 51 y 52 se muestran las señales de salida en modo CA mediante simulación y medición respectivamente.

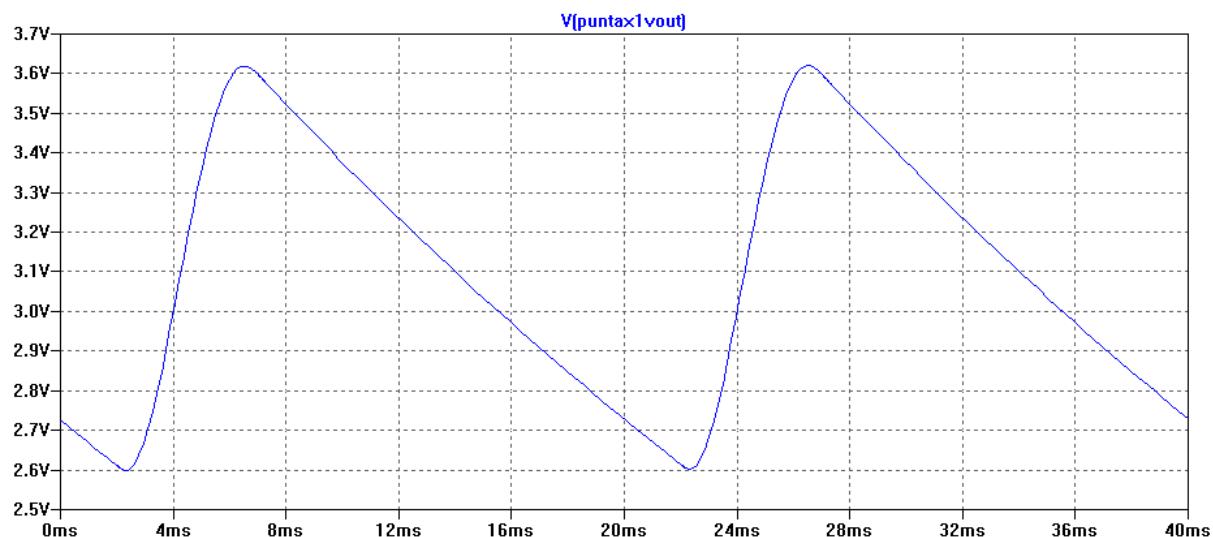


Figura 51: Señal de salida simulada con  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  en modo CA

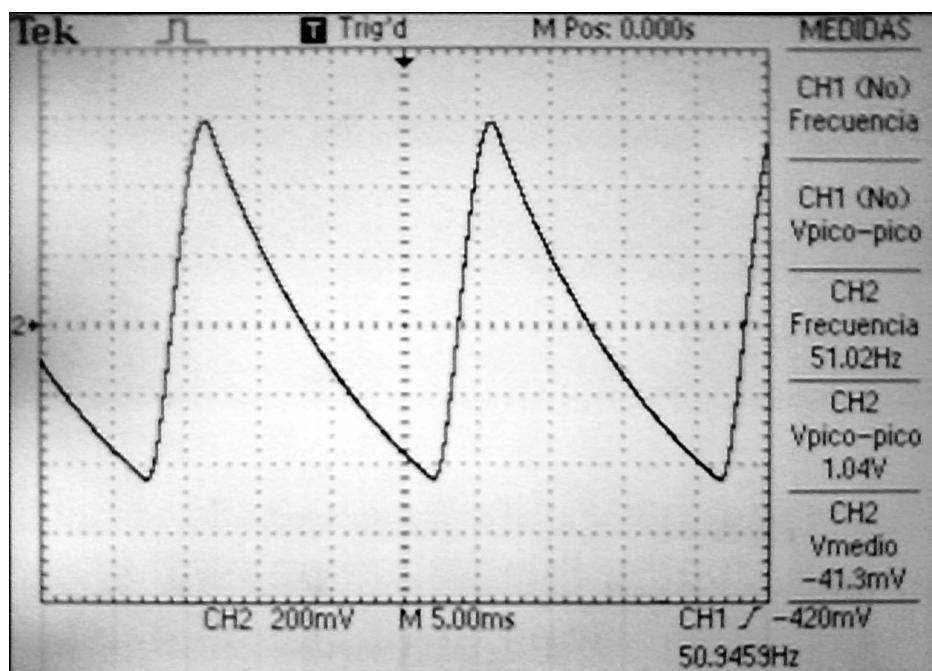
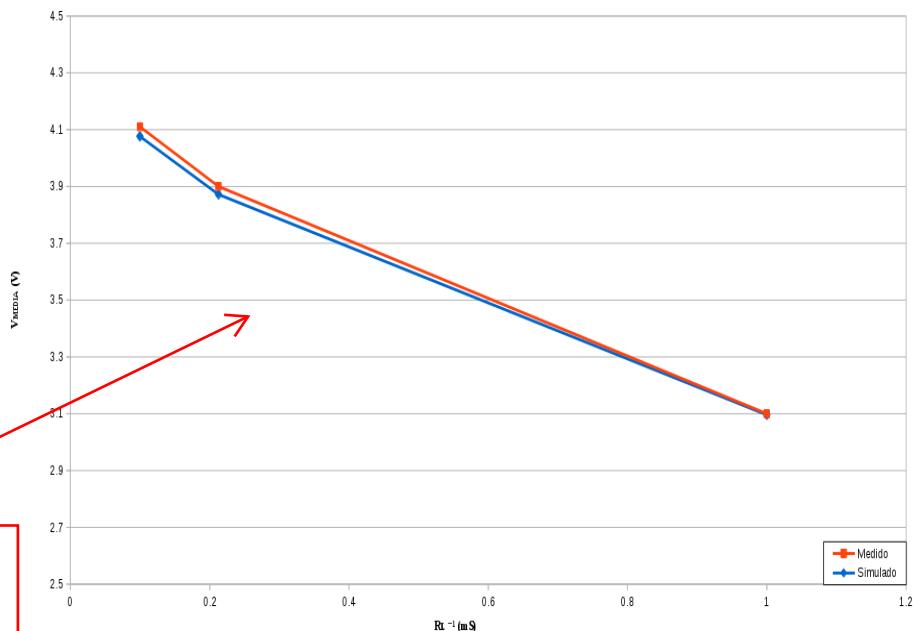


Figura 52: Señal de salida medida con  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  en modo CA

En la tabla 5.1 se resumen los datos obtenidos para cada método y cada  $R_L$ . Calculando  $z\%$  mediante la ecuación 13

	Método	$\bar{V}_o$	$V_{\text{ripple}}$	$z\%$
$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	Simulación	4,08 V	153 mV	3,75 %
	Medición	4,11 V	156 mV	3,80 %
$R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$	Simulación	3,87 V	298 mV	7,70 %
	Medición	3,90 V	302 mV	7,74 %
$R_L = 1 \text{ k}\Omega$	Simulación	3,10 V	1,02 V	32,9 %
	Medición	3,10 V	1,04 V	33,5 %

Con los datos obtenidos se representó la característica de regulación en la figura 53 utilizando los datos de las mediciones y simulaciones.



Considerando un AO ideal. Como es la característica de regulación?

Figura 53: Característica de regulación

¿Para qué sirve la curva denominada “característica de regulación”?

Sirve para obtener la relación entre el valor medio de la tensión de salida  $\bar{V}_o$  en relación con la resistencia de carga  $R_L$ . En caso de querer reemplazarse  $R_L$  por un potenciómetro la curva indica que tipo de potenciómetro utilizar(lineal, logarítmico, etc) en base a la forma de la curva.

Si en lugar de un rectificador de media onda se tuviese un puente rectificador de onda completa, ¿se esperaría un  $z\%$  mayor o menor?

Se esperaría un  $z\%$  menor, ya que  $\bar{V}_o$  aumentaría y  $V_{ripple}$  disminuiría. Ya que al ser de onda completa, el área bajo su curva aumentaría y por lo tanto aumenta  $\bar{V}_o$  y al reducirse el tiempo entre los picos de la curva de salida, disminuye  $V_{ripple}$ .

## 5.2. Rectificador de media onda de precisión

Se utilizó el banco de medición mostrado en la figura 54 es excitado por una señal senoidal de frecuencia  $f = 50 \text{ Hz}$  y amplitud  $\hat{V}_i = 5 \text{ V}$

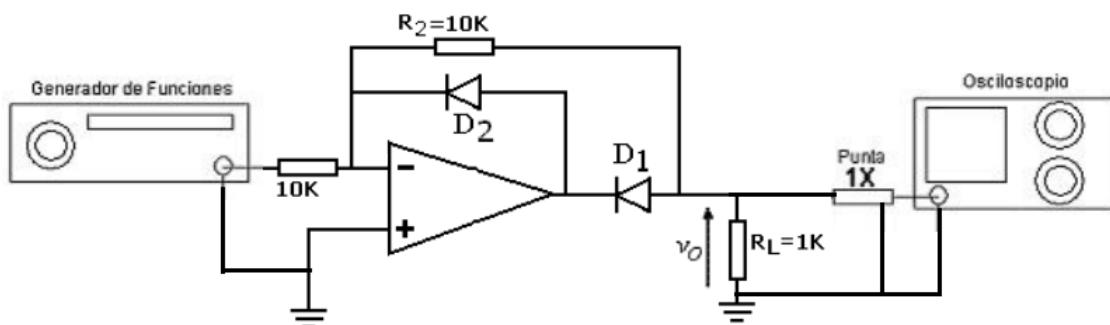


Figura 54: Circuito rectificador de media onda de precisión

Simulando en Spice se obtuvo la señal de salida mostrada en la figura 55. Obteniéndose un valor pico de  $\hat{V}_o = -4,96 \text{ V}$  y un valor medio de  $\bar{V}_o = -1,58 \text{ V}$

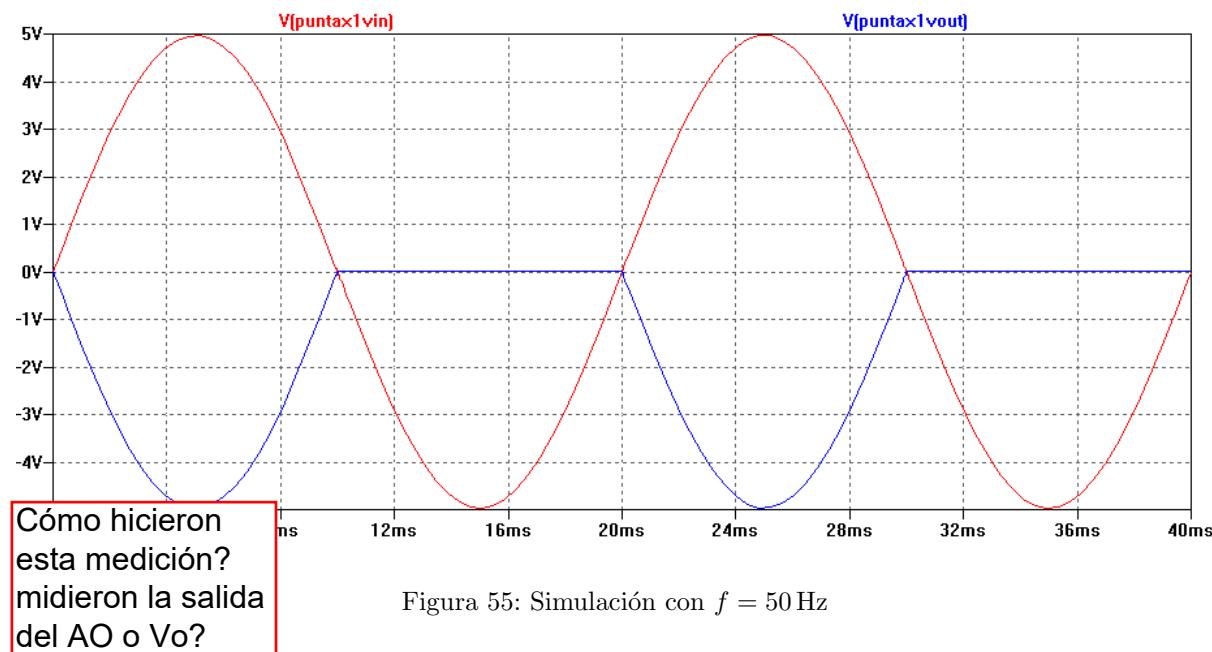


Figura 55: Simulación con  $f = 50$  Hz

Luego en las mediciones del laboratorio se obtuvo la señal de salida mostrada en la figura 56. Obteniéndose un valor pico de  $\hat{V}_o = 4,48$  V y un valor medio de  $\bar{V}_o = -1,30$  V

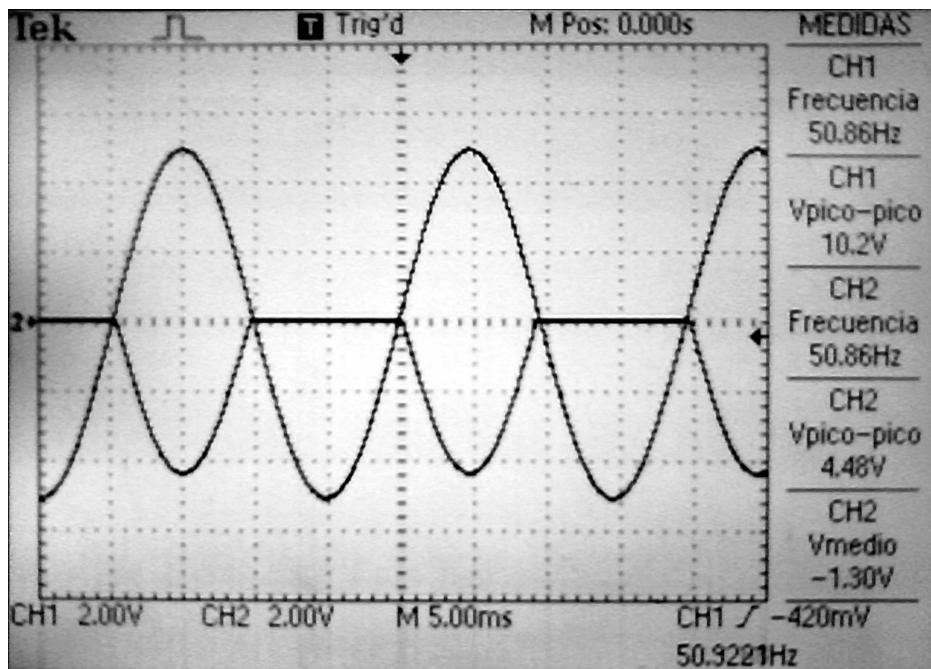


Figura 56: Medición con  $f = 50$  Hz

A continuación, en la tabla 7 se resume en una tabla los valores obtenidos mediante simulación y medición:

Método	$\bar{V}_o$ [V]	$\hat{V}_o$ [V]
Simulación	-1.58	-4.96
Medición	-1.30	-4.48

Tabla 7: Tabla comparativa de los resultados obtenidos

A continuación se listan los errores de las simulaciones respecto a las mediciones:

- Error de  $\bar{V}_o$ : 21,5 %

- Error de  $\hat{V}_o$ : 10,7 %

Luego se aumentó la frecuencia de la señal de entrada a 50 kHz. Simulando en *Spice* se obtuvo la señal de salida mostrada en la figura 57.

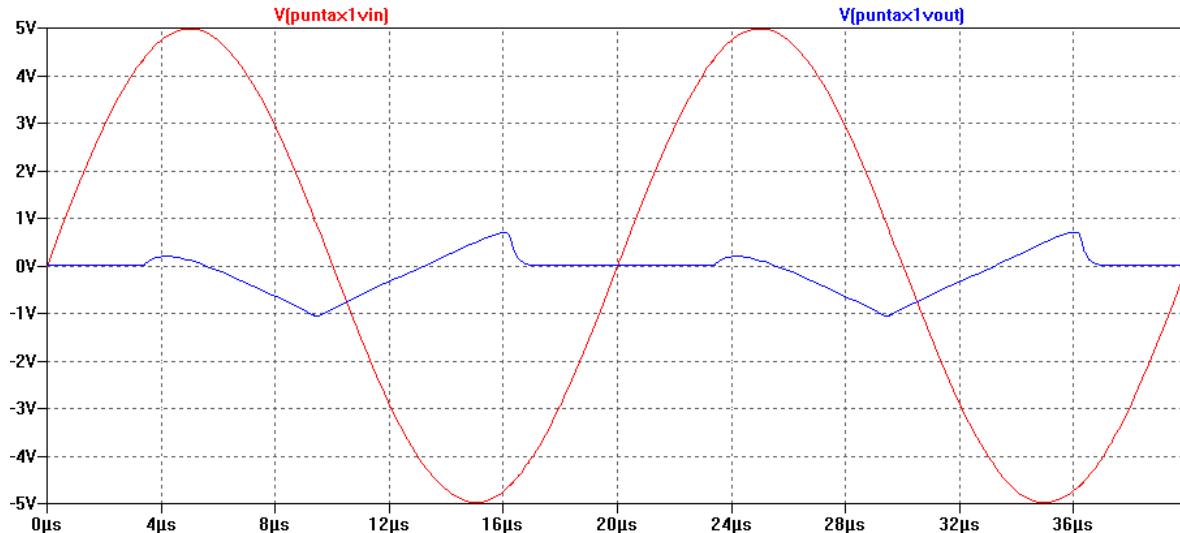


Figura 57: Simulación con  $f = 50 \text{ kHz}$

Mediante mediciones en el laboratorio se obtuvo la señal de salida mostrada en la figura 58.

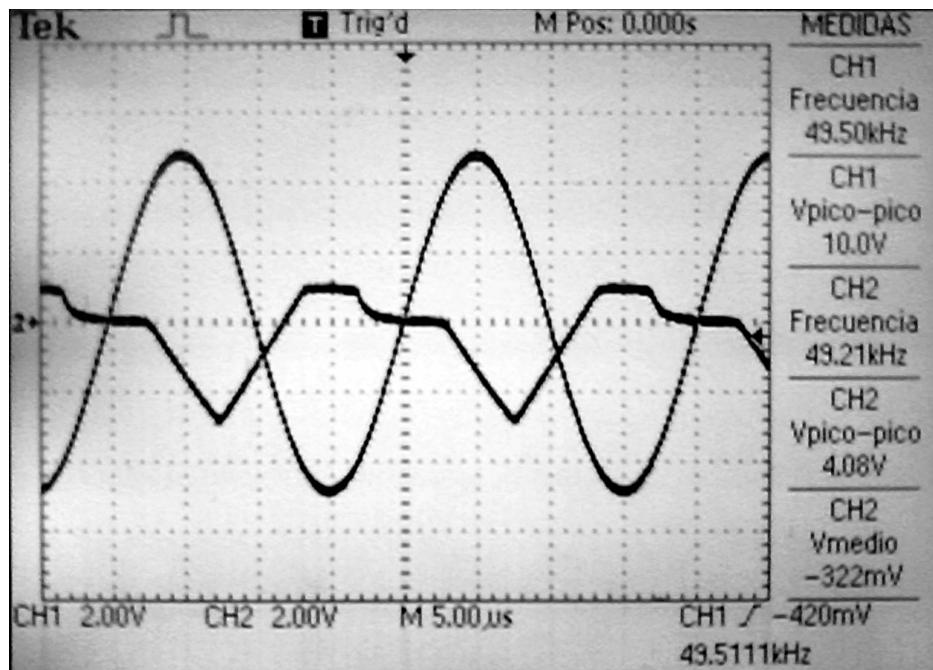


Figura 58: Simulación con  $f = 50 \text{ kHz}$

Esto ocurre debido al efecto del “slew rate” del AO, de la hoja de datos[1] se obtuvo un valor de  $SR = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$  y del tiempo de conmutación de los diodos  $T_{rr} \approx 5,7 \mu\text{s}$ . Se puede ver que inicialmente la salida es nula debido a que los diodos aún no conmutan. Una vez hayan conmutado la señal de salida tiene una pendiente limitada debido al efecto del “slew rate” y finalmente vuelve a ser nulo pasado el tiempo de conmutación de los diodos.

Seguidamente, se conecta un capacitor  $C = 47 \mu\text{F}$  en paralelo con  $R_L$ . Utilizando el banco de medición mostrado en la figura 59

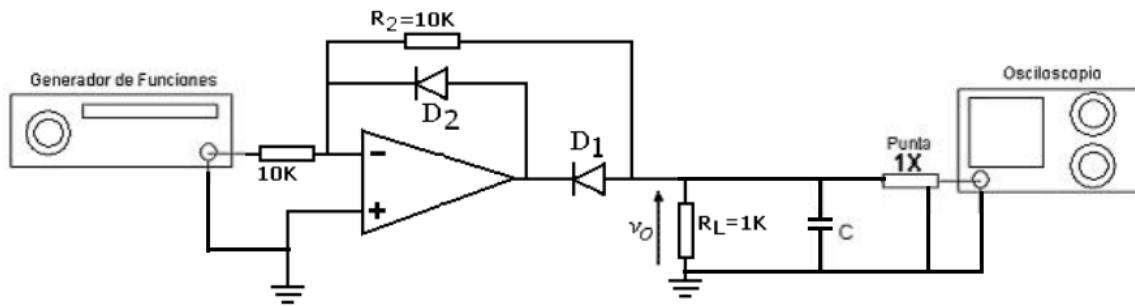


Figura 59: Banco de medición

A continuación se muestran los resultados obtenidos simulando en *Spice* y en las mediciones del laboratorio, para distintos valores de  $R_L$ .

- $\bar{V}_o$ : Valor medio
- $V_{ripple}$ : La variación máxima de tensión de salida (ripple). Se obtendrá mediante  $V_{ripple} = \Delta V_o$ .
- $z\%$ : Es el **porcentaje de ripple o rizado**. Se calculará mediante la siguiente ecuación:

$$z\% = 100 \frac{V_{ripple}}{\bar{V}_o} \quad (13)$$

1.  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

En las figuras 60 y 61 se muestran las señales de entrada y salida obtenidas en modo CC mediante simulación y medición respectivamente.

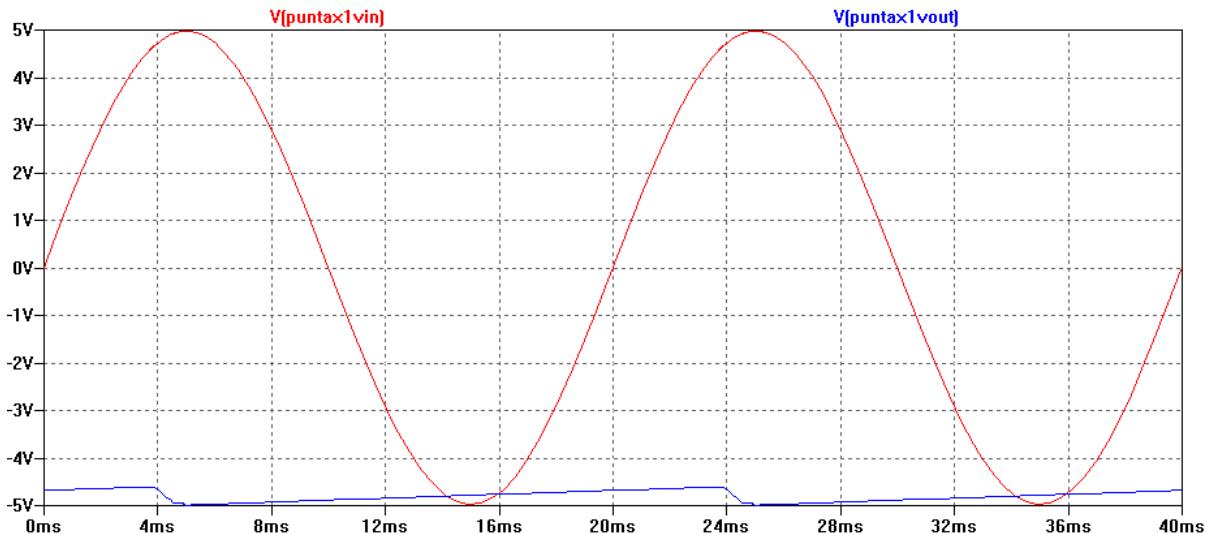


Figura 60: Señal de salida simulada con  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  en modo CC

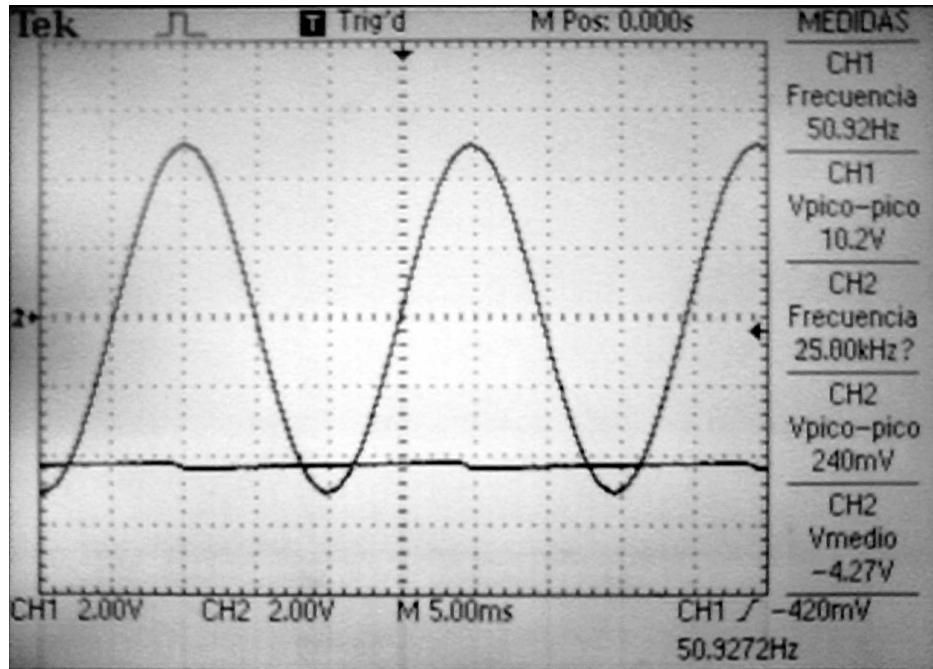


Figura 61: Señal de salida medida con  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  en modo CC

En las figuras 62 y 63 se muestran las señales de salida en modo CA mediante simulación y medición respectivamente.

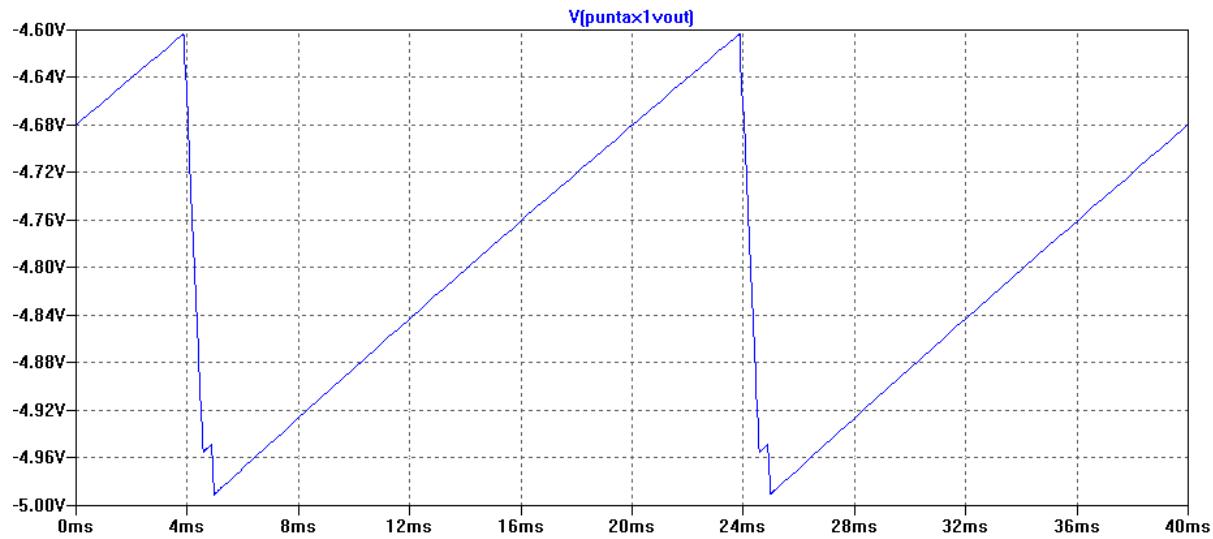


Figura 62: Señal de salida simulada con  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  en modo CA

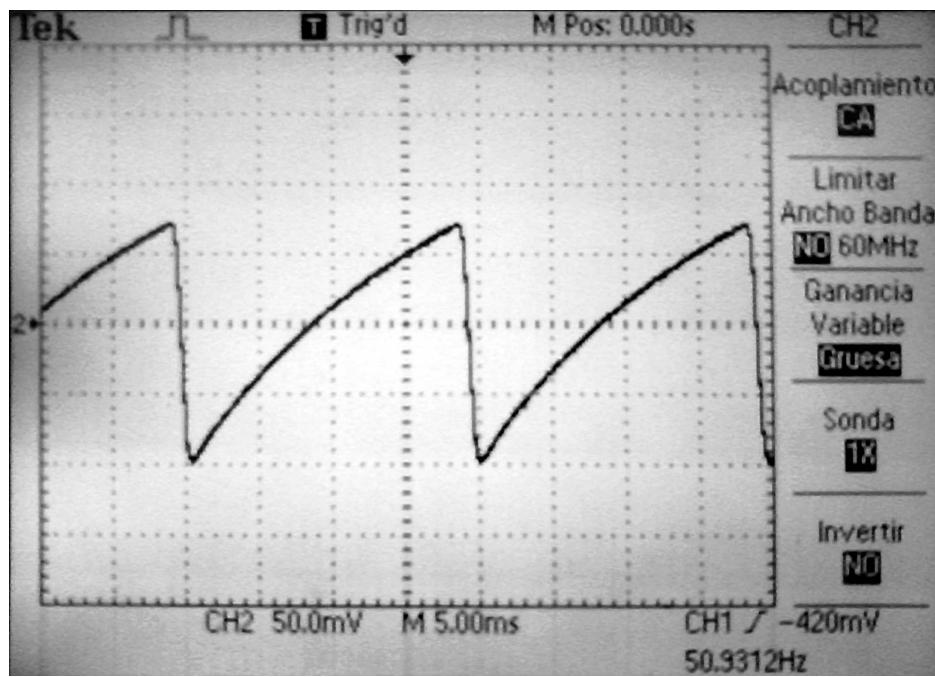


Figura 63: Señal de salida medida con  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$  en modo CA

2.  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$

En las figuras 64 y 65 se muestran las señales de entrada y salida obtenidas en modo CC mediante simulación y medición respectivamente.

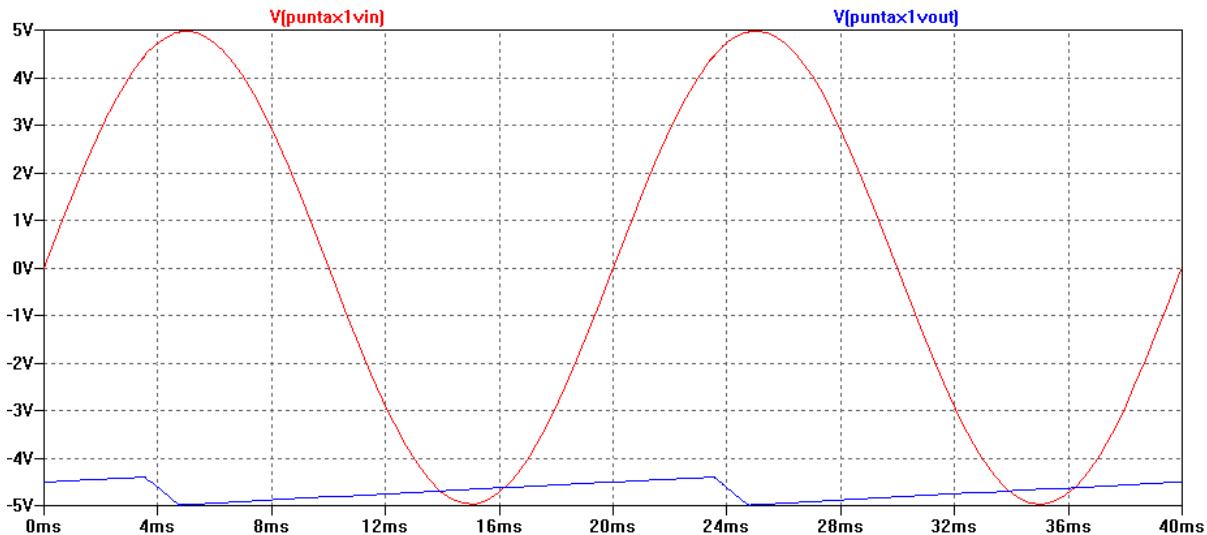


Figura 64: Señal de salida simulada con  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$  en modo CC

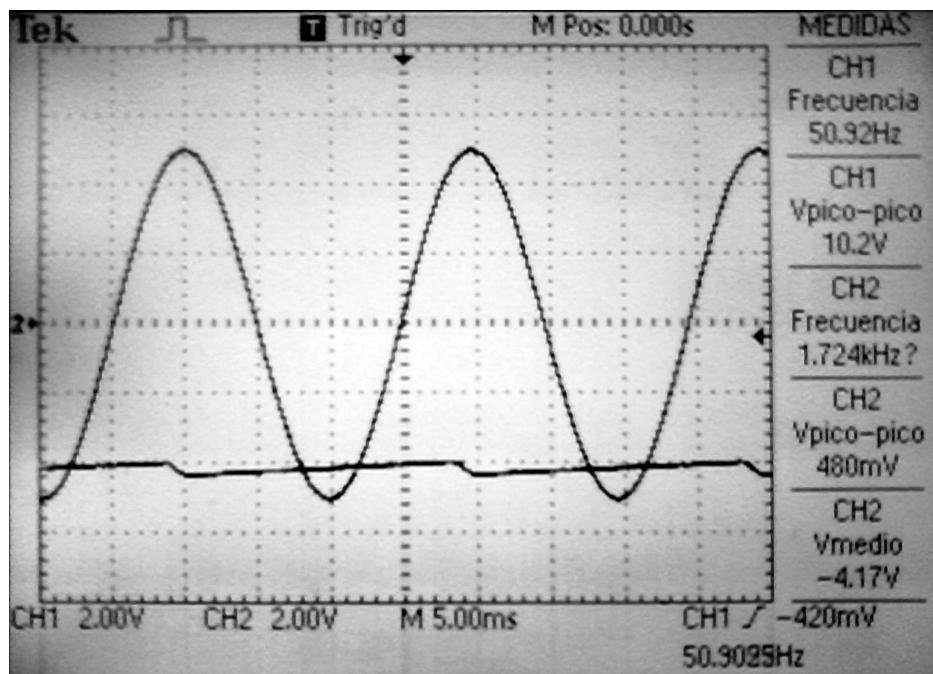


Figura 65: Señal de salida medida con  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$  en modo CC

En las figuras 66 y 67 se muestran las señales de salida en modo CA mediante simulación y medición respectivamente.

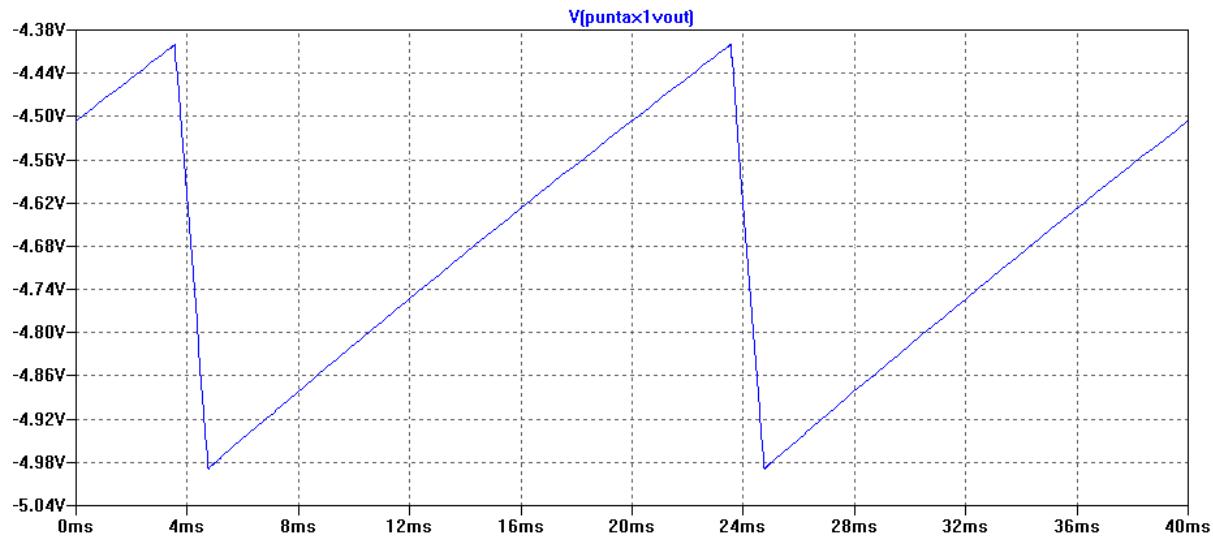


Figura 66: Señal de salida simulada con  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$  en modo CA

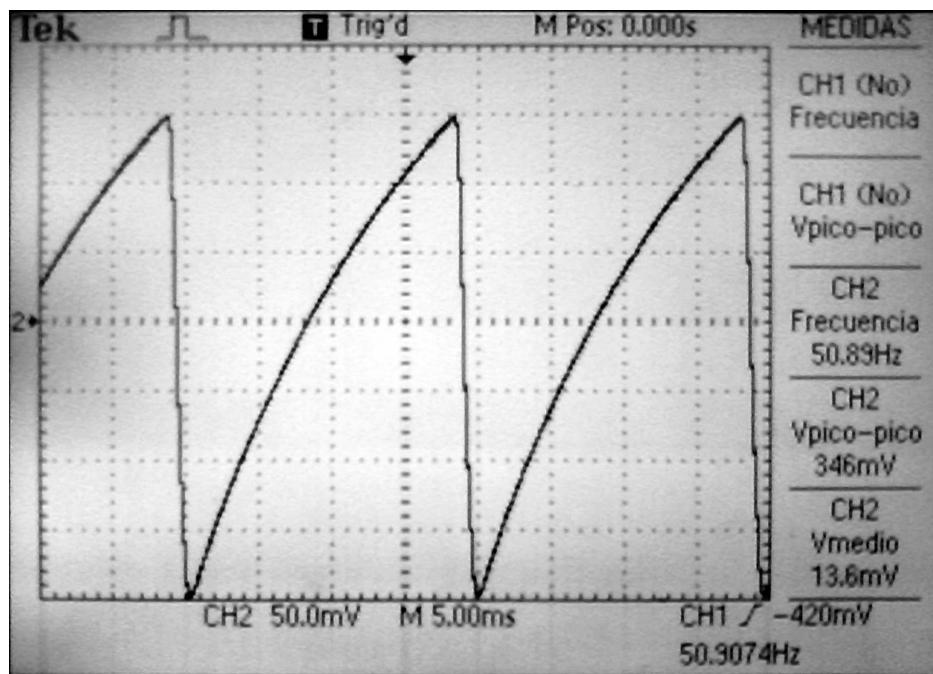


Figura 67: Señal de salida medida con  $R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$  en modo CA

3.  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$

En las figuras 68 y 69 se muestran las señales de entrada y salida obtenidas en modo CC mediante simulación y medición respectivamente.

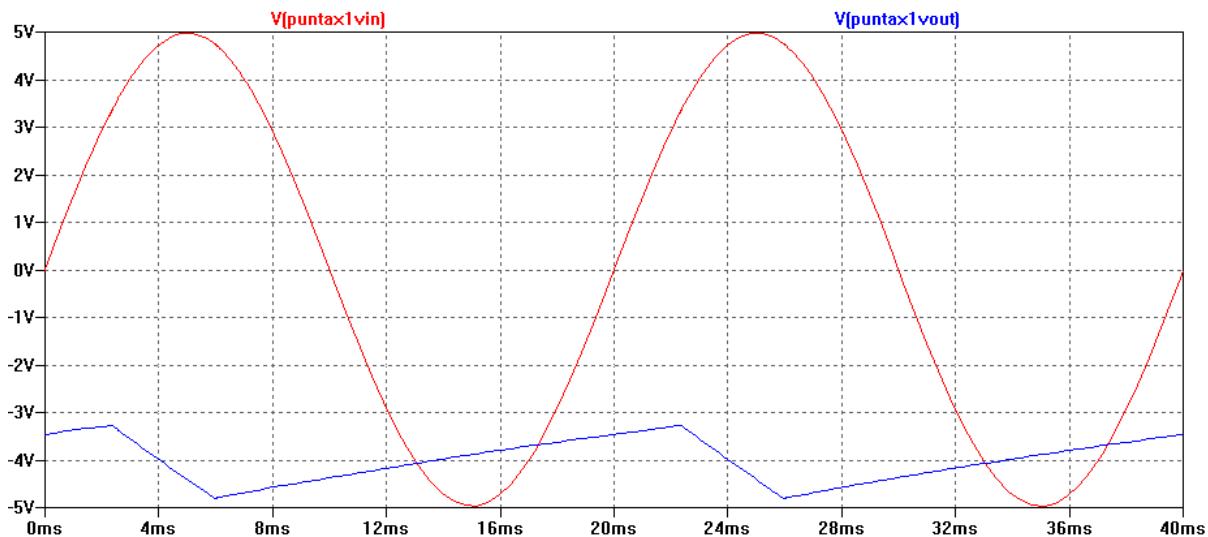


Figura 68: Señal de salida simulada con  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  en modo CC

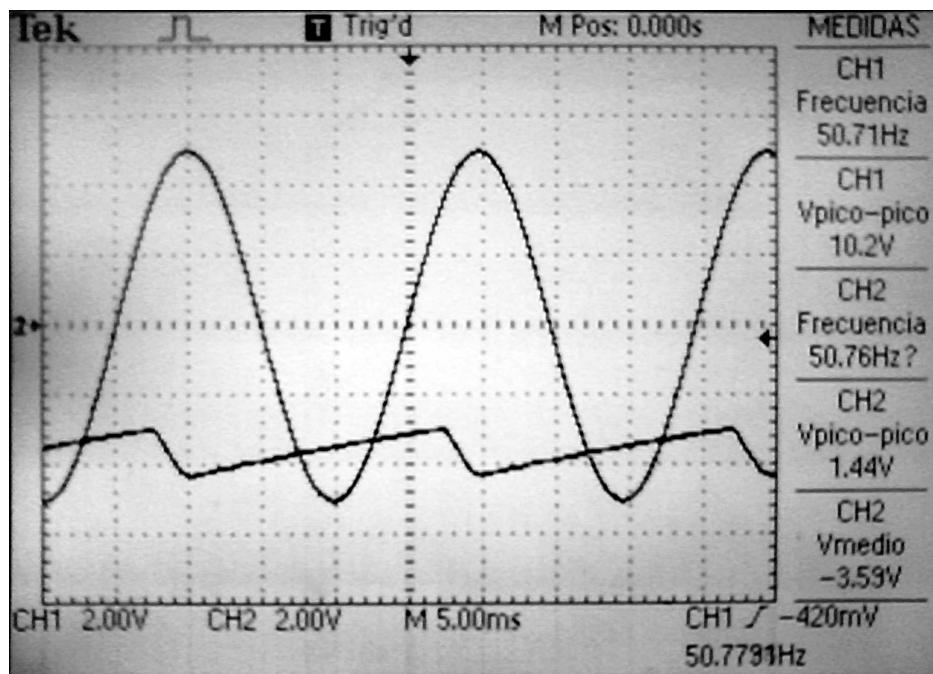


Figura 69: Señal de salida medida con  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  en modo CC

En las figuras 70 y 71 se muestran las señales de salida en modo CA mediante simulación y medición respectivamente.

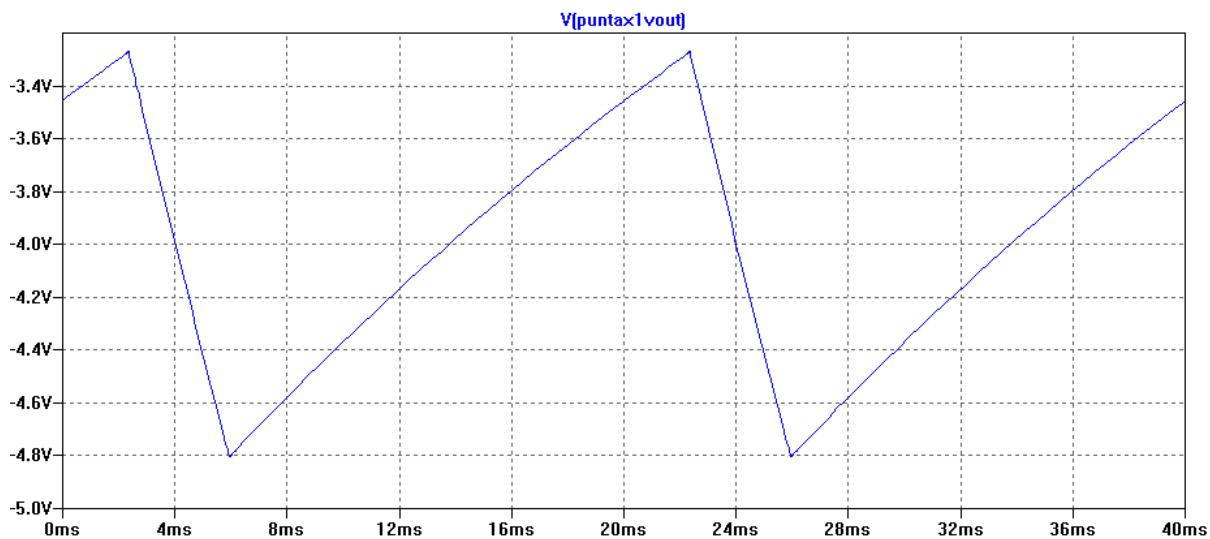


Figura 70: Señal de salida simulada con  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  en modo CA

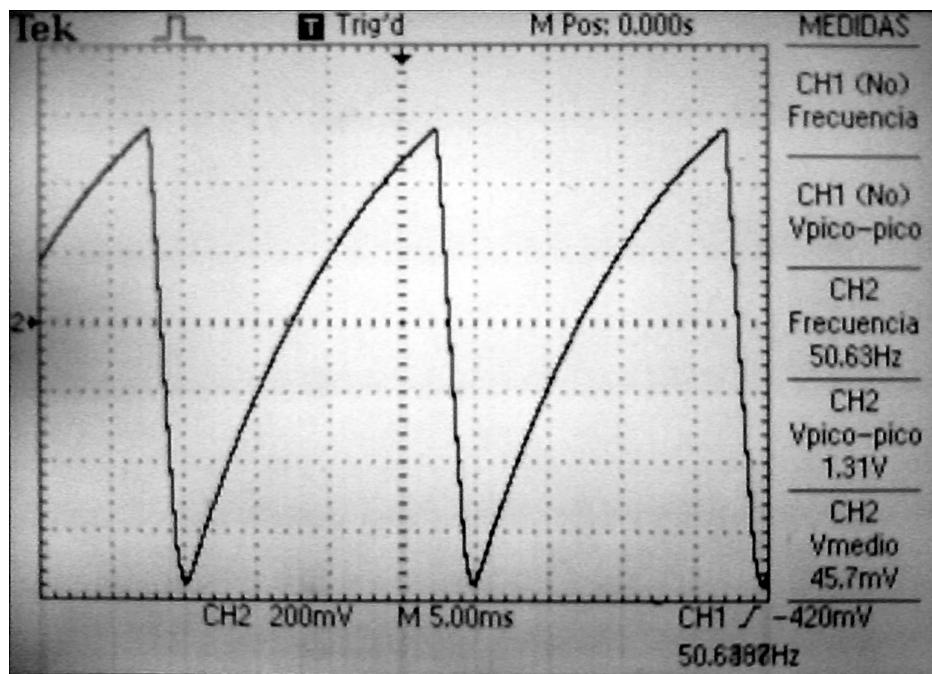
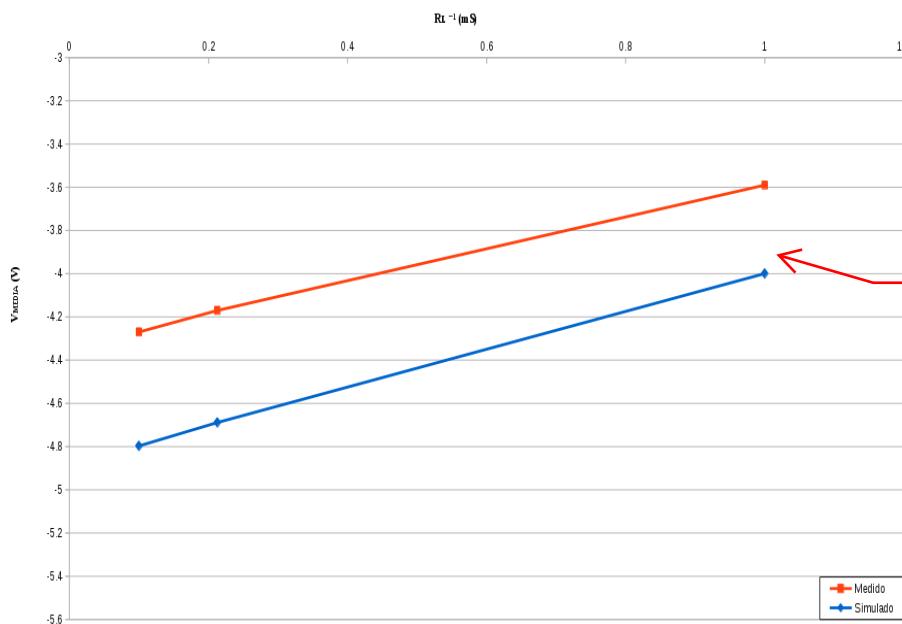


Figura 71: Señal de salida medida con  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  en modo CA

En la tabla 5.2 se resumen los datos obtenidos para cada método y cada  $R_L$ . Calculando  $z\%$  mediante la ecuación 13

	Método	$\bar{V}_o$	$V_{ripple}$	$z\%$
$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	Simulación	-4,80 V	387 mV	8,06 %
	Medición	-4,27 V	170 mV	4,00 %
$R_L = 4,7 \text{ k}\Omega$	Simulación	-4,69 V	588 mV	12,5 %
	Medición	-4,17 V	346 mV	8,30 %
$R_L = 1 \text{ k}\Omega$	Simulación	-4,00 V	1,53 V	38,3 %
	Medición	-3,59 V	1,31 V	36,5 %

Con los datos obtenidos se representó la característica de regulación en la figura 72 utilizando los datos de las mediciones y simulaciones.



Notar que existe una diferencia casi constante de 0.7V entre la simulación y la medición.

No se simulo ni se midió

Figura 72: Característica de regulación

↓ ¿Qué sucede si se reemplaza  $R_2 = 10\text{ k}\Omega$  por un resistor de  $22\text{ k}\Omega$ ?

En el caso que  $R_1 = R_2 = 10\text{ k}\Omega$  se obtiene una rectificación perfecta. Esto se debe a que al entrar la señal de entrada en el ciclo positivo, el diodo  $D_2$  se desactiva y el diodo  $D_1$  se activa, por lo que la tensión de salida será igual a la tensión de entrada pero desfasada ( $V_o = -V_i \cdot \frac{R_2}{R_1}$ ). En el ciclo negativo  $D_1$  se desactiva y  $D_2$  se activa, por lo que no circula corriente por  $R_2$ , y la caída de tensión a la salida será 0 durante todo este tiempo. Al reemplazar la resistencia  $R_2$  por una de  $22\text{ k}\Omega$ , la tensión de salida en el ciclo negativo continua valiendo 0, pero en el ciclo positivo,  $V_o = -V_i 2,2$ ; sin embargo el circuito corta la señal aproximadamente en  $-10\text{ V}$  debido a la limitación de tensión en la salida del AO dada por su alimentación de  $\pm 12\text{ V}$ .

↓ ¿Qué sucede si se invierte la conexión de cada diodo?

Al invertir los diodos se obtiene un rectificador de media onda positiva. Sin capacitor en paralelo a  $R_L$  la señal de salida vale 0 cuando la señal de entrada es positiva y vale un semicírculo positivo de un seno cuando la señal de entrada es negativa. Esto ocurre debido a que cuando la señal de entrada es positiva el diodo  $D_2$  se activa y el diodo  $D_1$  se desactiva, por lo que la señal de salida es nula ya que no circula corriente por  $R_2$ . Y cuando la señal de entrada es negativa el diodo  $D_2$  se desactiva y el diodo  $D_1$  se activa, por lo que circulará corriente por  $R_2$  y por lo tanto habrá tensión en la salida.

### 5.3. Comparación de Rectificadores

La principal diferencia entre los rectificadores analizados, es que el rectificador de precisión puede rectificar pequeñas señales debido a que no se requiere tensión de entrada para activar los diodos.

La salida del rectificador simple es la señal de entrada rectificada menos la tensión humbral del diodo:  $V_{rect} - V_T$ . Mientras que en el rectificador de precisión la señal de salida es igual a la señal de entrada rectificada. Debido a esto y a que la tensión de entrada debe superar la tensión humbral del diodo, el rectificador simple tendrá menor área bajo su curva de salida y por lo tanto tendrá un valor medio menor que el del rectificador de precisión.

Se obtuvieron porcentaje de ripple  $z\%$  similares para ambos rectificadores, ya que este depende del  $\tau = R_L C$  del circuito. Que es el mismo para ambos rectificadores. Ya que  $\bar{V}_o$  es mayor para los rectificadores de precisión y  $z\%$  es igual para ambos rectificadores;  $V_{ripple}$  del rectificador de precisión debe ser mayor al del rectificador simple.

Para ambos rectificadores se obtuvieron las curvas llamadas "característica de regulación" con forma de rectas. Logrando la curva del rectificador de precisión tensiones medias mas altas que el rectificador simple para las mismas resistencias de carga.

La medición del rectificador de presión esta mal.

## 6. Conclusiones

La metodología de este trabajo fue comparar los modelos ideales y simulados con los reales para poder lograr encontrar las diferencias y entender las limitaciones que presentan los dispositivos aquí trabajados.

En primer lugar se analizaron los usos y limitaciones de los amplificadores operacionales. Como amplificador de tensión, se observó que los AO tienen su ganancia limitada por la tensión de alimentación y que si en su configuración se utilizan resistores muy grandes, se genera mucho ruido en la señal de salida (proveniente de la red eléctrica entre otros). Por otro lado, debe tenerse en cuenta que al utilizarlos, el resistor que se use como carga no debe tener una magnitud comparable a la de salida de los AO, ya que de ser así, no se obtendría el comportamiento deseado. También se analizó su comportamiento en frecuencia, llegando a la conclusión de que estos son útiles en cierto rango de frecuencia, debido a un parámetro denominado “slew rate”, que limita su velocidad de respuesta. Cabe aclarar que este parámetro no solo se ve afectado por la frecuencia de trabajo, sino por los valores picos que se requieren alcanzar a la salida de los AO.

Utilizando los AO en su configuración de circuito integrador, se observó que no pueden utilizarse como propone su modelo ideal debido a que presentan una ganancia que tiende a infinito para la continua, por lo que una pequeña tensión de continua (por ejemplo del offset de los AO mismos, o del ripple de la fuente de tensión), se integra en el tiempo llegando a saturar al valor correspondiente a la tensión de alimentación, lo que hace que se aparte totalmente de su modelo ideal. Sin embargo agregando un resistor en paralelo al capacitor se limita la ganancia, y se evita tener este problema.

Al momento de utilizar un rectificador es importante verificar la frecuencia utilizada para la señal de entrada. Para altas frecuencias los rectificadores utilizados no fueron eficaces, ya que el tiempo de conmutación de los diodos y el efecto del “slew rate” del AO impiden el correcto funcionamiento del rectificador.

También es importante verificar la tensión máxima que alcanza la señal de entrada, ya que para pequeñas señales (menores a 100 mV) el rectificador simple no es útil debido a que no logaría activar el diodo. Para estos casos se recomienda utilizar un rectificador de precisión.

De la misma manera se debe verificar la tensión máxima que se espera obtener en la salida, ya que para el rectificador simple tendrá restada la tensión humbral del diodo.

Se encontraron mayores diferencias entre los resultados obtenidos mediante simulaciones y los medidos en el laboratorio en los circuitos que utilizan AO respecto a los circuitos que solo utilizan diodos. Esto se debe a que los AO tienen un funcionamiento más complejo que los diodos.

## Referencias

- [1] [http://lace.fi.uba.ar/c1/hojas\\_de\\_datos/LM741-Fair.pdf](http://lace.fi.uba.ar/c1/hojas_de_datos/LM741-Fair.pdf)
- [2] [http://lace.fi.uba.ar/c1/hojas\\_de\\_datos/1N4001\\_7.pdf](http://lace.fi.uba.ar/c1/hojas_de_datos/1N4001_7.pdf)
- [3] <http://www.jameco.com/Jameco/Products/ProdDS/1928476.pdf>

El ripple  
no es  
continuo

De  
continua