

# Cuaderno de Laboratorio de electrónica vol 2

Grupo 1: Gasanego Julián, Parzajuk Noelia, Prelat Leila

2 cuatrimestre 2019

## Índice

<b>1. Guía 4: Fuentes DC</b>	<b>3</b>
1.1. Exp 1: Rectificación . . . . .	3
1.2. Exp 2: Filtrado . . . . .	5
1.3. Exp 3: Regulación . . . . .	7
<b>2. Guía 5: Realimentación positiva, comparadores y oscilador de relajación</b>	<b>9</b>
2.1. Exp 1: Comparador Schmidtt Trigger . . . . .	10
2.1.1. Inversor . . . . .	10
2.1.2. No inversor . . . . .	12
2.2. Exp 2: Oscilador de relajación . . . . .	14
2.2.1. Análisis . . . . .	16
2.3. Exp 3: Generador de funciones . . . . .	21
2.3.1. Análisis . . . . .	23
2.4. Integrados de señal mixta: timer LM555 . . . . .	25
2.5. Exp 4: Multivibrador astable . . . . .	26
2.5.1. Ruido indeseado . . . . .	28
2.6. Exp 5: Multivibrador monoestable . . . . .	28
2.7. Adicional: Evento retardado . . . . .	30
<b>3. Guía 6: Lógica combinacional y secuencial</b>	<b>31</b>
3.1. Exp 1: Detector de coincidencias . . . . .	32
3.1.1. Problemas: . . . . .	35
3.2. Exp 2: Divisor de frecuencias . . . . .	35

3.3. Exp 3: Shift Register . . . . .	37
<b>4. Apéndice A: Guías de ejercicios</b>	<b>41</b>
4.1. Guía 4 . . . . .	41
4.2. Guía 5 . . . . .	41
4.3. Guía 6 . . . . .	41
<b>5. Apéndice B: Entrega de ejercicios</b>	<b>41</b>
5.1. Primera entrega . . . . .	41
5.2. Segunda entrega . . . . .	41
5.3. Tercera entrega . . . . .	41
5.4. Quinta entrega . . . . .	41
5.5. Sexta entrega . . . . .	41
<b>6. Apéndice C: Presentaciones</b>	<b>42</b>
6.1. Transistores . . . . .	42
6.2. Temporizador 555 . . . . .	42
6.3. Circuitos Digitales . . . . .	42
6.4. Arduino y protocolo de comunicacion SPI . . . . .	42

# 1. Guía 4: Fuentes DC

Esta sección se trata sobre cómo transformar una tensión alterna en una tensión continua. La entrada de la red son 220V de alterna así que una fuente DC debe convertir esa tensión en continua. Para lograrlo, la fuente DC realiza un proceso que consta de cuatro etapas:

- Transformación: transformador aislador
- Rectificación: diodos rectificadores
- Filtrado: capacitor que desacopla AC de DC
- Regulación: tensión de referencia

Las etapas mencionadas se ilustran en la siguiente figura:

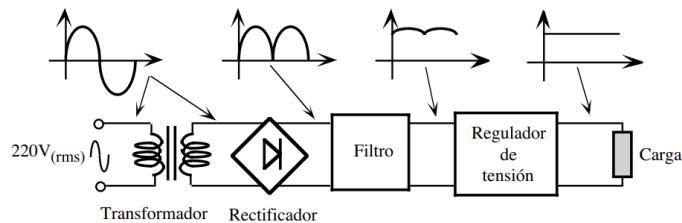
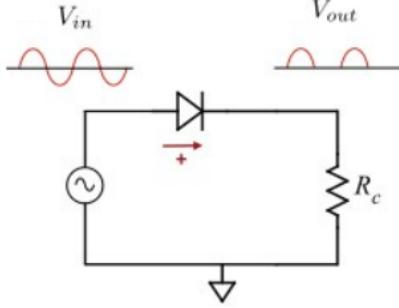


Figura 1: Etapas para transformar una tensión alterna en una continua.

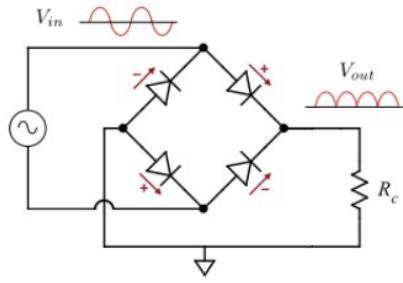
Para la primera etapa, se utilizó un transformador aislador disponible en el laboratorio como fuente.

## 1.1. Exp 1: Rectificación

Armamos un circuito rectificador de onda completa usando diodos normales o de unión abrupta (no zener) según lo que muestra la figura 2b. La fuente variable era una fuente tipo flotante, que alimentaba al circuito con 8Vpp a 50Hz (según indica el dispositivo). A continuación se muestran esquemas de circuitos rectificadores:



(a) Rectificador de media completa



(b) Rectificador de onda completa

Figura 2: Circuitos rectificadores

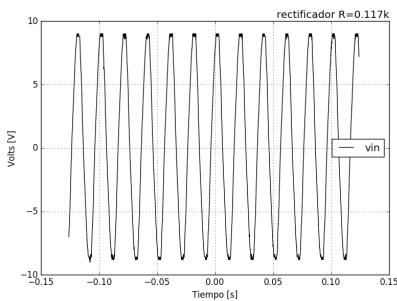
Como muestra la figura 2b, el rectificador de onda completa se encarga de convertir el voltaje negativo de la señal  $V_{in}$  en el mismo voltaje pero positivo. El rectificador de media onda, en cambio, anula el voltaje negativo de la señal  $V_{in}$ .

El voltaje positivo de  $V_{in}$  pasa a través de dos de los cuatro diodos (+) y el voltaje negativo de  $V_{in}$  pasa a través de los otros dos diodos (-). El voltaje de la señal de salida  $V_{out}$  disminuirá debido a la caída de los dos diodos mencionados:

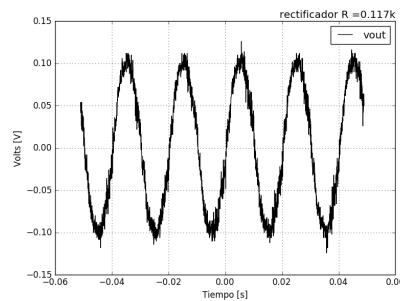
$$V_{out} = |V_{in}| - 2V_{diodo} \quad (1)$$

Acá estamos asumiendo que la caída de tensión sobre los diodos es constante.

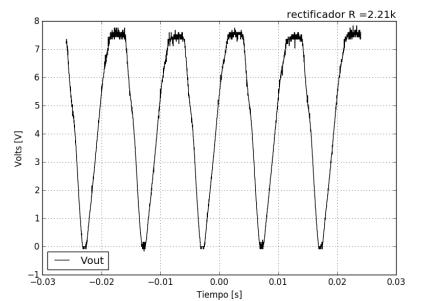
Se muestran las señales medidas en esta sección:



(a) Input



(b) Output con resistencia de  $0.117\text{k}\Omega$



(c) Output con resistencia de  $2.21\text{k}\Omega$

Figura 3: Mediciones obtenidas del rectificador de onda completa

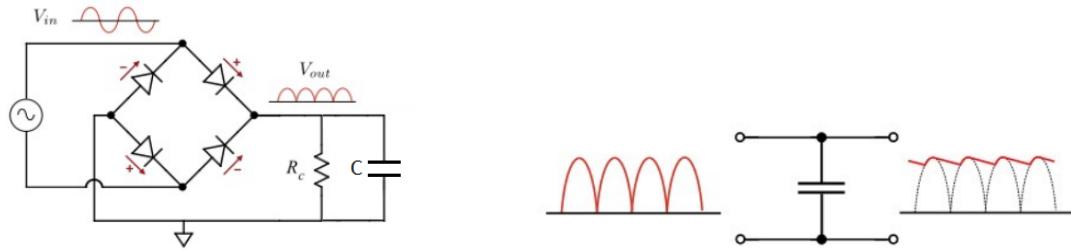
La resistencia de  $117\Omega$  se calentaba demasiado y la amplitud de la señal caía un 85 %, es decir la tensión de salida era de 20mVpp (ver figura 3b). Además no se lograba la rectificación con dicha resistencia ya que, como se puede ver en la figura 3b, sigue estando la parte negativa de la señal. En cambio, con la resistencia de  $2.21\text{k}\Omega$  (ver figura 3c) sí se logra la rectificación de la señal.

Respecto a la ecuación  $V_{out} = |V_{in}| - 2V_{diodo}$  mencionada anteriormente, se puede observar que el máximo del  $V_{in}$  es  $\approx 9V$  (ver fig 3a) y del  $V_{out}$  para  $R=2.21k\Omega$  es  $\approx 7.5V$  (ver fig 3c). Por lo tanto tenemos una caída de voltaje por cada diodo  $\approx (9 V - 7.5 V)/2 = 0.75 V$

## 1.2. Exp 2: Filtrado

Para la alimentación se siguió usando la misma fuente flotante de 7.7Vpp y 50Hz del experimento anterior.

En esta etapa se desea minimizar la modulación (denominada *ripple*) de la señal de salida del circuito de la figura 2b. Para ello usamos un capacitor de 4.7pF dispuesto en paralelo a la resistencia de carga  $R_C$ , como se muestra en la figura 4a:



(a) Al circuito inicial se le agrega un capacitor en paralelo a  $R_c$ .

(b) Efecto del capacitor sobre el  $V_{out}$  de la etapa de rectificación.

Figura 4: Etapa de filtrado.

La ecuación de la descarga de un capacitor es:

$$V_c(t) = V_{max}e^{-t/RC} \approx V_{max}(1 - t/RC) \quad (2)$$

Siendo  $R$  el valor resistivo de la carga (aproximadamente es  $V_{max}/I$  con  $I$  la corriente que atraviesa al capacitor) y  $C$  el capacitor del filtrado. La aproximación es válida si  $t/RC$  es chico.

El voltaje del  $V_{in}$  en esta etapa era de 6Vpp. Se realizó un barrido de las resistencias  $R_C$  de la figura 4a y para cada una de ellas se midió el  $V_{ripple}$ . Las resistencias elegidas con 5% de tolerancia fueron:  $2.21k\Omega, 100\Omega, 1.88 M\Omega, 32.3 k\Omega, 122.1 k\Omega$ .

Se muestra el efecto del capacitor de 4.7pF para la primera resistencia mencionada:

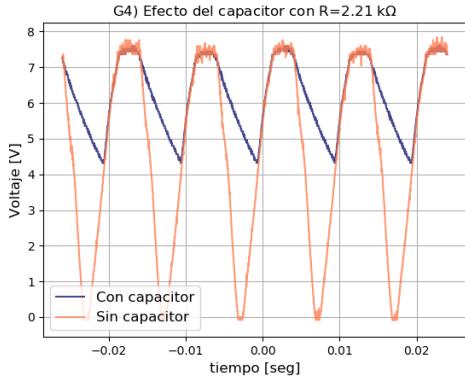


Figura 5: Azul: Vripple obtenido con  $R=2.21\text{k}\Omega$  (etapa de filtrado). Naranja: Sin el capacitor (etapa de rectificación)

El tiempo de descarga del capacitor (azul) de la figura 5 es  $\approx RC=0.005$ , con lo cual  $t/RC$  no será chico. Como consecuencia no valdrá la aproximación de la ecuación 2:

$$e^{-t/RC} \approx 1 - t/RC \leftrightarrow t/RC \ll 1 \leftrightarrow t \ll RC \approx 0.005$$

Los resultados del barrido de resistencias  $R_c$  se muestran a continuación:

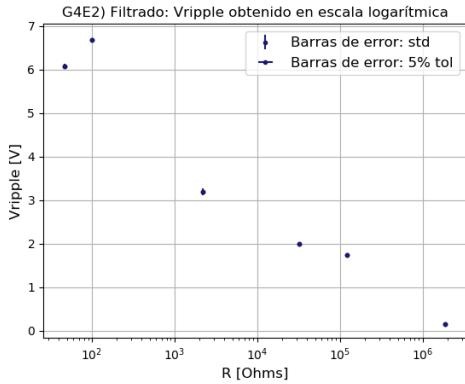
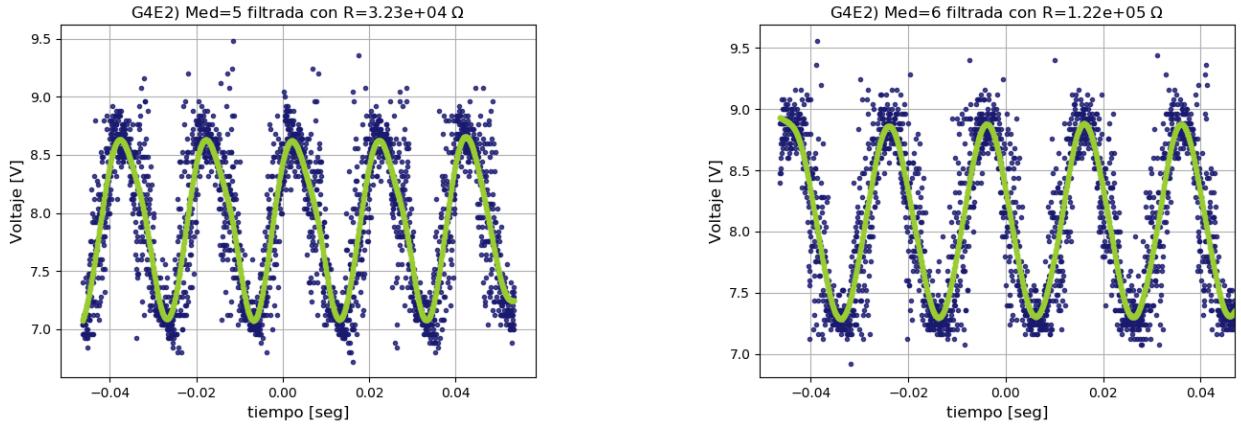


Figura 6: Vripple obtenido del barrido de resistencias.

Se puede observar en la figura 6 que los resultados obtenidos no verifican la ecuación 2. Al estar el gráfico en escala logarítmica, la forma de los resultados es una exponencial decreciente.

Hubo dos mediciones adquiridas que resultaron muy ruidosas. Para disminuir dicho ruido se utilizó un filtro/*smoothing*, es decir, un filtro que va promediando con una ventana móvil. Una media móvil es básicamente un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte muy pequeña. Por lo tanto, se les aplicó a las señales ruidosas un filtro pasa bajos de orden 2 (Butterworth) digital con una frecuencia de corte de 0.01, como se muestra a continuación:



(a) Azul: señal adquirida. Verde: señal filtrada con filtro digital.

(b) Azul: señal adquirida. Verde: señal filtrada con filtro digital.

Figura 7: Señales ruidosas de la etapa de filtrado.

La señal de la figura 7a se corresponde al cuarto punto de la figura 6 y la señal de la figura 7b se corresponde al quinto punto de la figura 6. Las señales resultaron muy ruidosas porque la amplitud del Vripple era muy pequeña, como se puede observar en la figura 6.

### 1.3. Exp 3: Regulación

La etapa de regulación consiste en usar uno o varios circuitos integrados cuya función es la de mantener el estado de la salida independientemente de la entrada y de la carga.

¿Cómo se puede generar una referencia de voltaje a partir de un diodo Zener? A continuación se muestra un esquema de un circuito de referencia de voltaje que utiliza un diodo Zener:

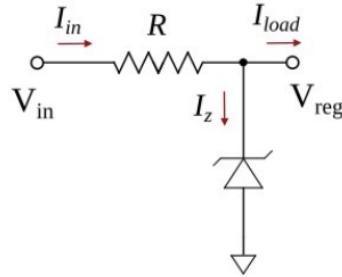


Figura 8: Referencia Zener de voltaje

El ejemplo de la figura 8 sirve para obtener una referencia de voltaje de 3.3 V usando un diodo Zener. Este diodo puede alimentar una carga cuya demanda de corriente ( $I_{load}$ ). El objetivo es que la corriente  $I_{load}$  varíe entre (5-25)mA cuando la alimentación  $V_{in}$  fluctúe entre 5.5V y 4.5V. Un circuito típico es el de la figura 8. Varios circuitos lógicos rápidos funcionan con un nivel de tensión de 3.3V.

El diodo Zener 1N5226 tiene una tensión nominal de ruptura de 3.3V cuando circula una corriente de 20mA por el diodo ( $I_z$  de la figura 8). Por lo tanto vamos a diseñar el circuito para lograr la corriente sobre el diodo alcance los 20mA.

Como se puede observar en la figura 8:

$$R = \frac{V_{reg} - V_{in}}{I_{in}} \quad (3)$$

$$I_{in} = I_{load} + I_z = 25mA + 20mA = 45mA \quad (4)$$

Además ya mencionamos los valores que queremos para  $V_{reg}$  (caída de voltaje sobre el diodo Zener),  $V_{in}$  e  $I_{in}$  entonces podemos despejar el valor de R:

$$R = \frac{(4,5 - 3,3)V}{45mA} \approx 27\Omega \quad (5)$$

Con  $R = 27\Omega$  y el  $V_{in} = 4,5V$  se garantiza que el diodo Zener se encuentre polarizado inversamente (condición necesaria para que adopte su característica de regulador de tensión).

Si tenemos  $R = 27\Omega$  y ahora la tensión de entrada vale  $V_{in} = 5,5V$  se puede calcular el valor de  $I_{in}$ :

$$I_{in} = \frac{(5,5 - 3,3)V}{27\Omega} \approx 81mA \quad (6)$$

De esos 81mA, hay 5mA del  $I_{load}$  y 76mA que van al diodo Zener. La corriente máxima que soporta un diodo Zener es 150 mA, sin embargo, la potencia que se disipa sobre el diodo es muy grande:

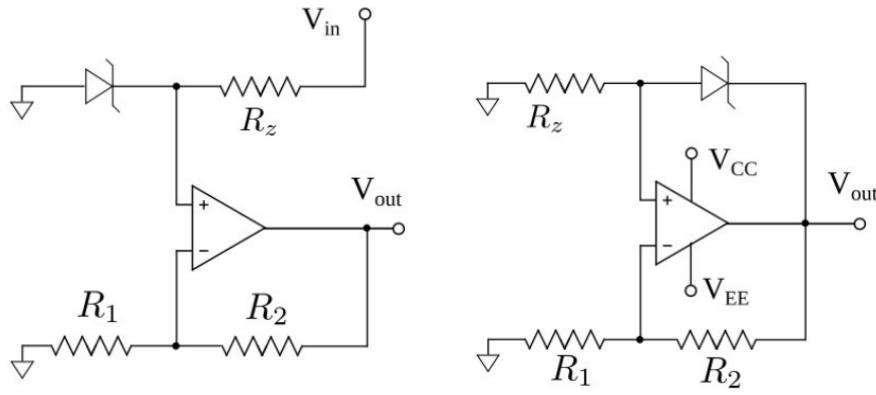
$$P_{diodo} = 3,3V \cdot 76mA \approx 250mW \quad (7)$$

También tenemos el mismo problema sobre la resistencia porque  $I_{in} = 81mA$ :

$$P_R = (5,2 - 3,3)V \cdot 81mA \approx 180mW \quad (8)$$

Además  $R = 27\Omega$  tiene un valor muy bajo entonces se va a calentar mucho.

El consumo del circuito comparado con el consumo de la carga es muy grande. Se concluye que el circuito de la figura 8 no es eficiente. Por lo tanto, se utilizan los siguientes circuitos:



(a) Primera configuración de voltaje de referencia regulable.

(b) Segunda configuración de voltaje de referencia regulable.

1 - Calcular la corriente necesaria  $I_{in}$  para que el diodo Zener se encuentre polarizado inversamente (condición necesaria para que adopte su característica de regulador de tensión).

2 - Calcular  $V_{out}(V_{zener}, R_1, R_2)$

Para la figura 9a:

Si consideramos que al Opamp prácticamente no le ingresa corriente entonces la corriente  $I_{in}$  que circula a través de  $R_z$  es la misma corriente que la que circula a través del diodo Zener (no ingresa corriente al  $V^+$  del Opamp):

$$I_{in} = I_{zener} = \frac{V_{in}}{R_z} \rightarrow R_z = \frac{V_{in}}{I_{zener}} = \frac{4,5V}{20mA} = 225\Omega \quad (9)$$

Respecto a  $V_{out}$ , se puede observar que la figura 9a es una configuración no inversora, por lo tanto, si consideramos al Opamp como ideal:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{zener} \quad (10)$$

## 2. Guía 5: Realimentación positiva, comparadores y oscilador de relajación

El Opamp puede utilizarse fácilmente como comparador debido a su funcionamiento. La salida del Opamp tiene dos niveles de saturación determinados por su alimentación:  $V_{CC}-2V$  y  $V_{EE}+2V$ . El Opamp como comparador tiene múltiples aplicaciones: detección de eventos, monitoreo, discriminación.

En el primer experimento se utilizará al Opamp como comparador con una entrada analógica. En lugar de utilizar un único valor de referencia  $V_{th}$  para discriminar la señal  $V_{in}$  se utilizará un umbral:

$V_{th}^+$  y  $V_{th}^-$ . El hecho de utilizar un umbral en lugar de un único valor permite discriminar señales  $V_{in}$  muy ruidosas.

## 2.1. Exp 1: Comparador Schmidtt Trigger

Armamos un comparador Schmitt Trigger en sus configuraciones inversora y no inversora con un OpAmp TL081 alimentado con  $V = \pm 15V$ . Las resistencias elegidas fueron  $R_1 = 10,15k\Omega$  y  $R_2 = 0,554k\Omega$ . (Ver Fig. 9 y 10)

### 2.1.1. Inversor

El esquema del comparador Schmidtt-Trigger en configuración inversora se muestra a continuación:

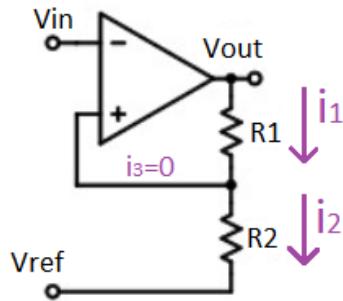


Figura 9: Esquema del comparador Schmidtt-Trigger en configuración inversora

Para hallar la relación entre  $V_{out}$ ,  $V_{in}$  y  $V_{ref}$  en el caso inversor se realizaron las siguientes cuentas:

Caso inversor ideal:

Usando como aproximación que  $i_3 = 0$  se plantea:

$$i_1 = \frac{V_{out} - V_+}{R_1} = i_2 = \frac{V_+ - V_{ref}}{R_2}$$

Usando como aproximación que  $V_+ = V_{in}$  (Opamp ideal) se llega a:

$$V_{out} = V_{in} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) - \frac{R_1}{R_2} V_{ref} \quad (11)$$

$$V_{in} = V_{out} \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (12)$$

De la anterior ecuación de  $V_{in}$ , se obtienen los siguientes casos particulares para  $V_{out} = V_{sat}^+$  y  $V_{out} = V_{sat}^-$ , respectivamente:

$$V_{th}^+ = V_{sat}^+ \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (13)$$

$$V_{th}^- = V_{sat}^- \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (14)$$

A partir de las ecuaciones 13 y 14 se obtienen el gap de histéresis  $\Delta V_{th}$  y el promedio  $\bar{V}_{th}$  (asumiendo la simetría  $V_{sat}^+ = -V_{sat}^-$ ):

$$\Delta V_{th} = V_{th}^+ - V_{th}^- = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) (V_{sat}^+ - V_{sat}^-) \quad (15)$$

$$\bar{V}_{th} = \frac{1}{2} (V_{th}^+ + V_{th}^-) = V_{ref} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (16)$$

Con las definiciones  $\Delta V_{th}$  y  $\bar{V}_{th}$  se *desacoplan*  $V_{sat}$  y  $V_{ref}$ . Se puede observar que si  $V_{ref} = 0V$ ,  $V_{th}^+$  y  $V_{th}^-$  son equidistantes del cero. En un caso más general ( $V_{ref} \neq 0V$ ),  $V_{th}^+$  y  $V_{th}^-$  son equidistantes de una constante proporcional a  $V_{ref}$ .

Caso inversor real:

Sabemos que la ganancia real del Opamp no es infinita entonces:

$$V_{out} = g(\omega)[V^+(\omega) - V^-(\omega)] = g(\omega)[V^+(\omega) - V_{in}]$$

Se puede despejar  $V^+ = \frac{V_{out}}{g(\omega)} + V_{in}$  y reemplazar en la ecuación ideal del inversor 11, la cual era:

$$V_{out} = V^+ \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) - \frac{R_1}{R_2} V_{ref} = \left( \frac{V_{out}}{g(\omega)} + V_{in} \right) \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) - \frac{R_1}{R_2} V_{ref}$$

Por último, se despeja  $V_{out}$  en función de datos conocidos:

$$V_{out} = \left( V_{in} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) - \frac{R_1}{R_2} V_{ref} \right) \left( 1 - \frac{1}{g(\omega)} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)^{-1} \quad (17)$$

Se observa claramente que si la ganancia del Opamp  $g(\omega)$  tiende a infinito (caso ideal) se recupera la ecuación 11.

También se puede despejar  $V_{in}$ , como en el caso ideal, para obtener los casos extremos  $V_{th}^+$  y  $V_{th}^-$ , igualando  $V_{out}$  a  $V_{sat}^+$  y  $V_{sat}^-$  respectivamente:

$$V_{in} = V_{out} \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{1}{g(\omega)} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (18)$$

$$V_{th}^+ = V_{sat}^+ \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{1}{g(\omega)} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (19)$$

$$V_{th}^- = V_{sat}^- \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{1}{g(\omega)} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (20)$$

Se observa claramente que si la ganancia del Opamp  $g(\omega)$  tiende a infinito (caso ideal) se recuperan las ecuaciones del caso ideal 12, 13 y 14. Análogamente al caso ideal, se calculan el gap de histéresis  $\Delta V_{th}$  y  $\bar{V}_{th}$  para el caso ideal (asumiendo la simetría  $V_{sat}^+ = -V_{sat}^-$ ):

$$\Delta V_{th} = V_{th}^+ - V_{th}^- = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{1}{g(\omega)} \right) (V_{sat}^+ - V_{sat}^-) \quad (21)$$

$$\bar{V}_{th} = \frac{1}{2} (V_{th}^+ + V_{th}^-) = V_{ref} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (22)$$

Se puede observar que el  $\bar{V}_{th}$  es el mismo en los casos ideal y real (16 y 22), asumiendo la simetría  $V_{sat}^+ = -V_{sat}^-$ . Se puede observar que si  $V_{ref} = 0V$ ,  $V_{th}^+$  y  $V_{th}^-$  son equidistantes del cero, al igual que el caso ideal. En un caso más general ( $V_{ref} \neq 0V$ ),  $V_{th}^+$  y  $V_{th}^-$  son equidistantes de una constante proporcional a  $V_{ref}$ .

### 2.1.2. No inversor

El esquema del comparador Schmidtt-Trigger en configuración no inversora se muestra a continuación:

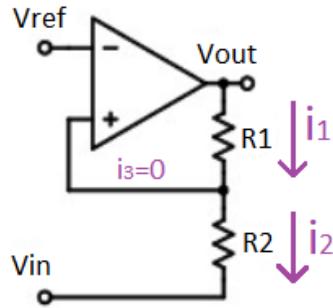


Figura 10: Esquema del comparador Schmidtt-Trigger en configuración no inversora

#### Caso no inversor ideal:

El caso no inversor es análogo al inversor intercambiando  $V_{in}$  por  $V_{ref}$ : (ver 11 y 12)

$$V_{out} = V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) - \frac{R_1}{R_2} V_{in}$$

$$V_{in} = V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} V_{out}$$

De la anterior ecuación de  $V_{in}$ , se obtienen los siguientes casos particulares:

$$V_{th}^+ = V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} V_{sat}^+ \quad (23)$$

$$V_{th}^- = V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} V_{sat}^- \quad (24)$$

A partir de las ecuaciones 23 y 24 se obtienen el gap de histéresis  $\Delta V_{th}$  y el promedio  $\bar{V}_{th}$  (asumiendo la simetría  $V_{sat}^+ = -V_{sat}^-$ ):

$$\Delta V_{th} = V_{th}^+ - V_{th}^- = -\frac{R_2}{R_1} (V_{sat}^+ - V_{sat}^-) \quad (25)$$

$$\bar{V}_{th} = \frac{1}{2} (V_{th}^+ + V_{th}^-) = V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (26)$$

#### Caso no inversor real:

El caso no inversor es análogo al inversor intercambiando  $V_{in}$  por  $V_{ref}$ : (ver 18)

$$V_{in} = V_{out} \left( \frac{1}{g(\omega)} \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (27)$$

$$V_{th}^+ = V_{sat}^+ \left( \frac{1}{g(\omega)} \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (28)$$

$$V_{th}^- = V_{sat}^- \left( \frac{1}{g(\omega)} \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (29)$$

Se observa claramente que si la ganancia del Opamp  $g(\omega)$  tiende a infinito (caso ideal) se recuperan las ecuaciones del caso ideal 23 y 24. Por último, se obtienen el gap de histéresis  $\Delta V_{th}$  y el promedio  $\bar{V}_{th}$  (asumiendo la simetría  $V_{sat}^+ = -V_{sat}^-$ ):

$$\Delta V_{th} = V_{th}^+ - V_{th}^- = \left( \frac{1}{g(\omega)} \frac{R_1 + R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \right) (V_{sat}^+ - V_{sat}^-) \quad (30)$$

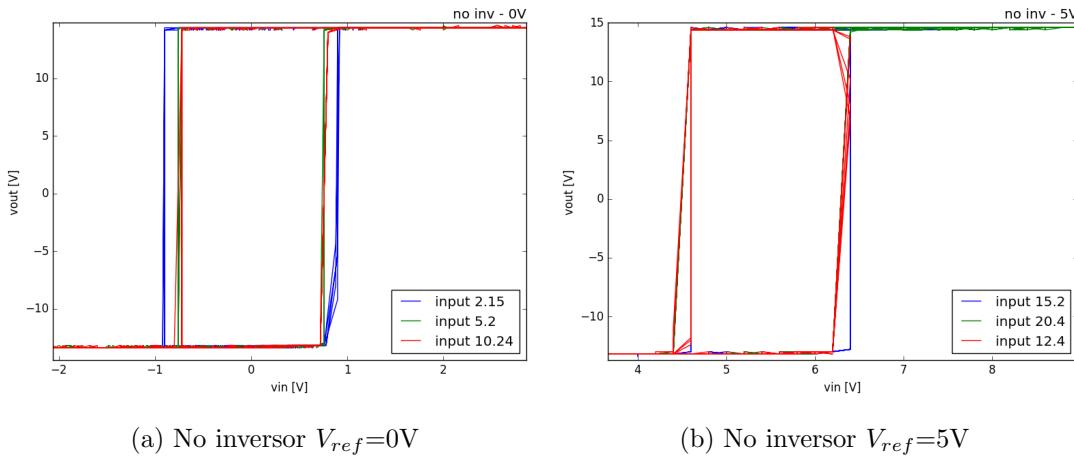
$$\bar{V}_{th} = \frac{1}{2} (V_{th}^+ + V_{th}^-) = V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (31)$$

Se puede observar que el  $\bar{V}_{th}$  es el mismo en los casos ideal y real (26 y 31), asumiendo la simetría  $V_{sat}^+ = -V_{sat}^-$ . Se puede observar que si  $V_{ref} = 0V$ ,  $V_{th}^+$  y  $V_{th}^-$  son equidistantes del cero, al igual que

el caso ideal. En un caso más general ( $V_{ref} \neq 0V$ ),  $V_{th}^+$  y  $V_{th}^-$  son equidistantes de una constante proporcional a  $V_{ref}$ .

### Laboratorio:

Usamos dos tensiones de referencia, por lo que, en función de eso, variamos la amplitud de la señal de entrada (una triangular de 100Hz en torno a 0V). En el caso en el que la tensión de referencia era 0V, las señales  $V_{in}$  variaron entre 2-10V; para  $V_{ref} = 5V$ , las señales  $V_{in}$  variaban entre 12 y 20V. Levantamos la curva de histéresis dada por la realimentación positiva.



Comparador/ $V_{Ref}$	$V_{th+}$		$V_{th-}$	
	Medido	Teórico	Medido	Teórico
<b>inv 0V</b>	$0,8 \pm 1,1V$	$0,75V$	$-0,64 \pm 1,1V$	$-0,7V$
<b>no inv 0V</b>	$0,75 \pm 0,02V$	$0,74V$	$-0,79 \pm 0,02V$	$-0,79V$
<b>inv 5V</b>	$5,8 \pm 0,1V$	$5,49V$	$4,2 \pm 0,1V$	$4,7V$
<b>no inv 5V</b>	$6,06 \pm 0,09V$	$6,01V$	$4,6 \pm 0,1V$	$4,47V$

Tabla 1: Umbrales medidos y calculados mediante las ecuaciones 13, 14, 23, 24. Los valores medidos se mantuvieron en torno a los predichos.

## 2.2. Exp 2: Oscilador de relajación

Un oscilador de relajación es un circuito periódico, el cual logra su comportamiento repetitivo con la carga (y a veces, descarga) de un capacitor.

El esquema del circuito armado se muestra a continuación:

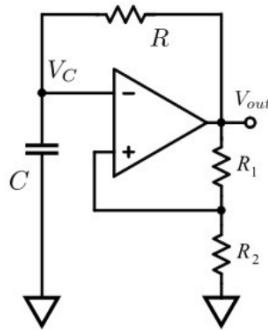


Figura 5: Oscilador de relajación

Figura 11: Esquema del oscilador de relajación

Se realizó un barrido de las resistencias R1 y R2 en el laboratorio. Los siguientes valores se mantuvieron constantes a lo largo del experimento:

$$C = 0.11\mu F$$

$$R = (14,92 \pm 0,73) k\Omega \text{ (5 \% tol)}$$

$$V_{cc} = -V_{ee} = 15V.$$

Los valores utilizados de R1 y R2 se muestran en la siguiente tabla:

Medición	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)
1	$10.15 \pm 0.51$	$2.20 \pm 0.11$
2	$10.15 \pm 0.51$	$0.55 \pm 0.03$
3	$10.15 \pm 0.51$	$26.8 \pm 1.3$
4	$26.8 \pm 1.3$	$10.15 \pm 0.51$

Con el channel 1 del oscilloscopio se adquirió la señal Vc y con el channel 2 se adquirió la señal Vout (ver figura 11). Se observó que la señal Vout era una cuadrada con la misma frecuencia que la señal Vc, como se muestra a continuación:

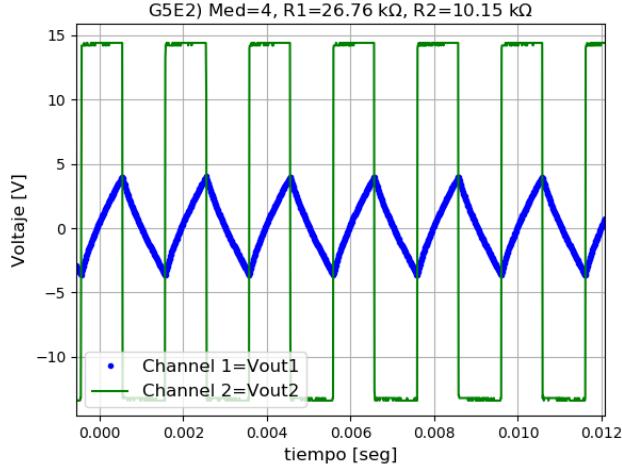


Figura 12: Ejemplo de una medición (medición 4)

Para el experimento 2 se obtiene:

$$\tau = 2RC\ln(1 + 2R2/R1) \quad (32)$$

A partir de la siguiente fórmula:

$$V_{thr} = V_{sat} - (V_{sat} + V_{thr})e^{-\tau/2RC}$$

$$V_{thr} \cdot e^{\tau/2RC} = V_{sat} \cdot e^{\tau/2RC} - (V_{sat} + V_{thr})$$

$$V_{thr}(e^{\tau/2RC} + 1) = V_{sat}(e^{\tau/2RC} - 1) \quad (33)$$

Ahora usamos la relación  $V_{thr} = \frac{R2}{R1 + R2}V_{sat}$  en la ecuación anterior:

$$\frac{R2}{R1 + R2}V_{sat}(e^{\tau/2RC} + 1) = V_{sat}(e^{\tau/2RC} - 1) \quad (34)$$

Se llega a:

$$\frac{R2}{R1} = \frac{e^{\tau/2RC} - 1}{2}$$

Y despejando  $\tau$  se llega a la ecuación 32.

### 2.2.1. Análisis

Se realizó un barrido de las resistencias R1 y R2 (ver figura 11) y los valores  $R=14.92\text{k}\Omega$  y  $C=0.11\mu\text{F}$  se mantuvieron constantes. Para hallar el período de la señal  $V_c$  y comparar los resultados

obtenidos con la fórmula 32 se hallaron los máximos (verde) y mínimos (rojo) de las señales Vc medidas.

Para la primera medición se utilizaron  $R1=(10.15 \pm 0.51)\text{k}\Omega$  y  $R2=(2.20 \pm 0.11)\text{k}\Omega$  y la señal Vc se muestra a continuación:

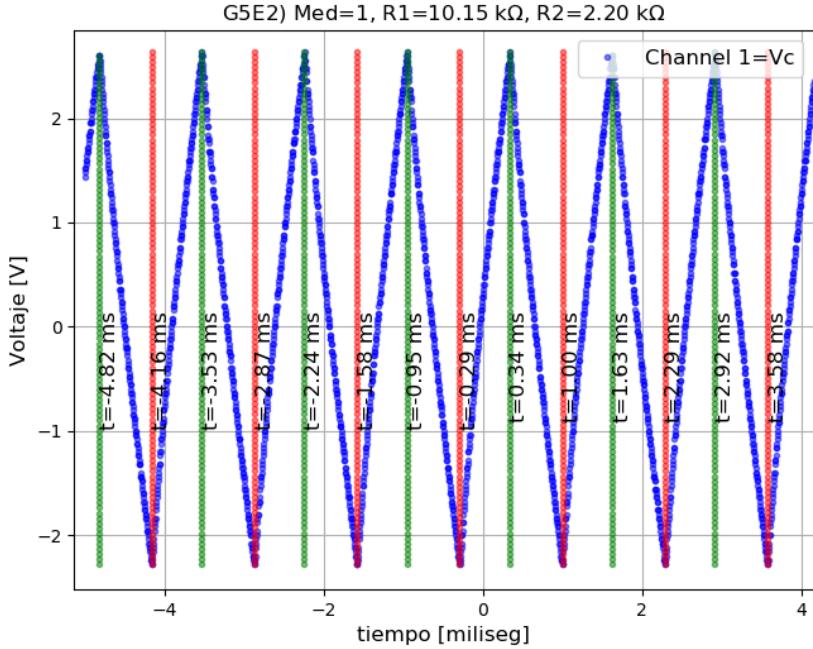
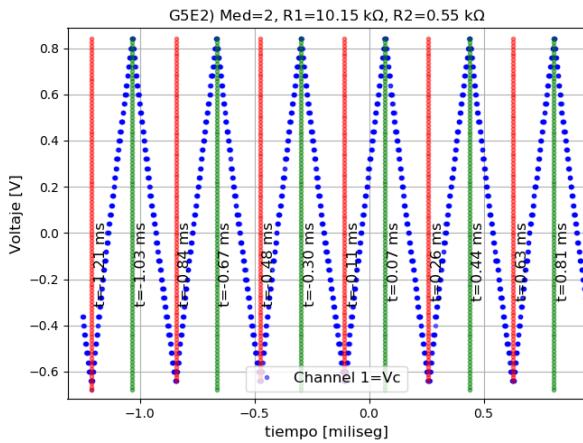
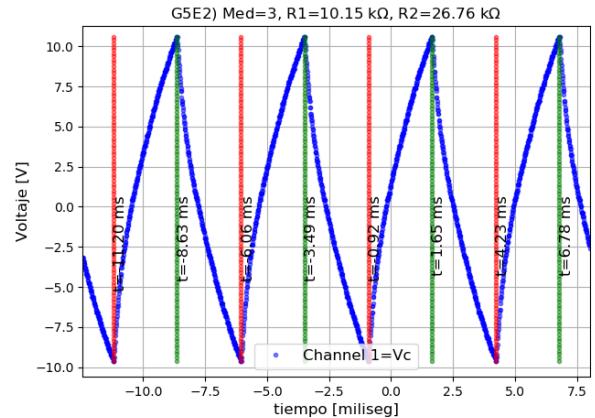


Figura 13: Señal Vc para la primera medición

Para la segunda medición se utilizaron  $R1=(10.15 \pm 0.51)\text{k}\Omega$  y  $R2=(0.55 \pm 0.03)\text{k}\Omega$  y para la tercera medición se utilizaron  $R1=(10.15 \pm 0.51)\text{k}\Omega$  y  $R2=(26.8 \pm 1.3)\text{k}\Omega$ , los gráficos se muestran a continuación:



(a) Señal Vc para la segunda medición



(b) Señal Vc para la tercera medición

Figura 14: Señales Vc de la segunda y tercera medición.

Para la cuarta medición se utilizaron  $R1=(26.8 \pm 1.3)k\Omega$  y  $R2=(10.15 \pm 0.51)k\Omega$  y la señal  $Vc$  se muestra a continuación:

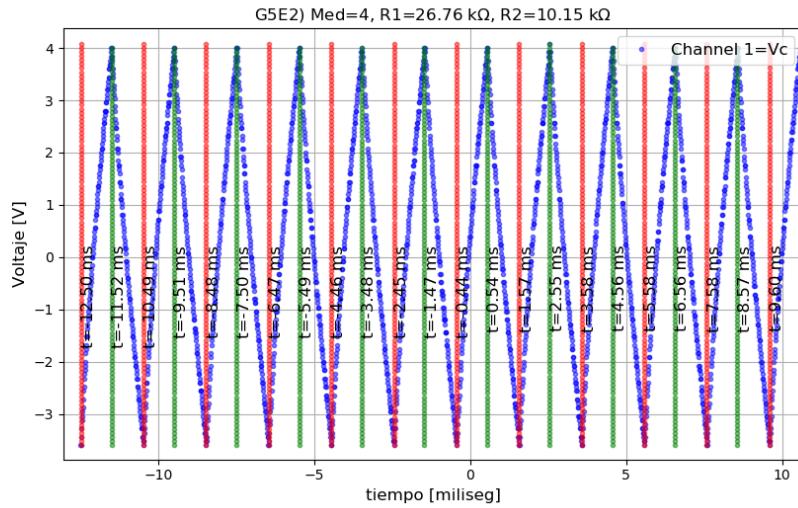
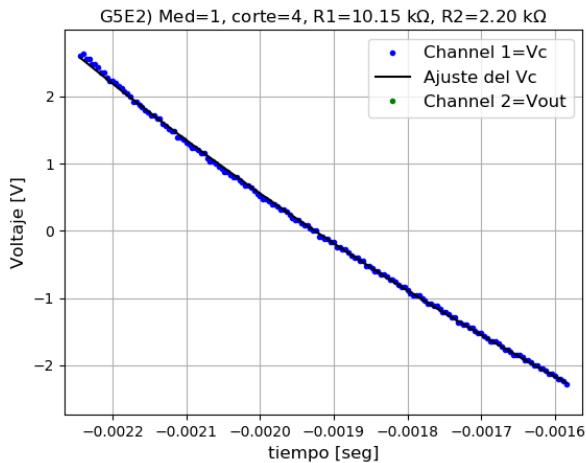


Figura 15: Señal  $Vc$  para la cuarta medición

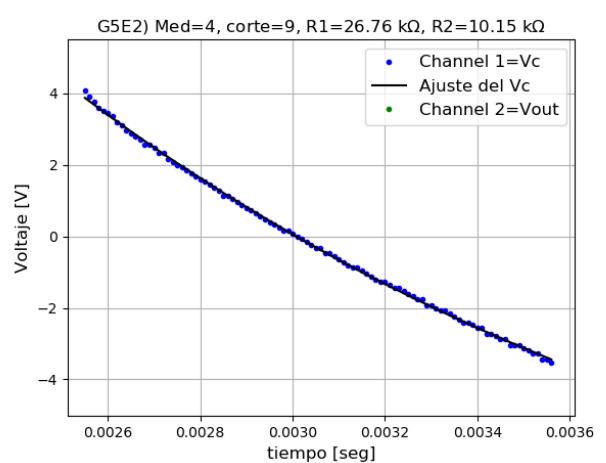
Cada semiperíodo puede ajustarse por la siguiente fórmula:

$$Vc(t) = V_{sat} - (V_{sat} + V_{thr})e^{-\tau/2RC}$$

A continuación se muestran algunos ejemplos de los ajustes realizados:

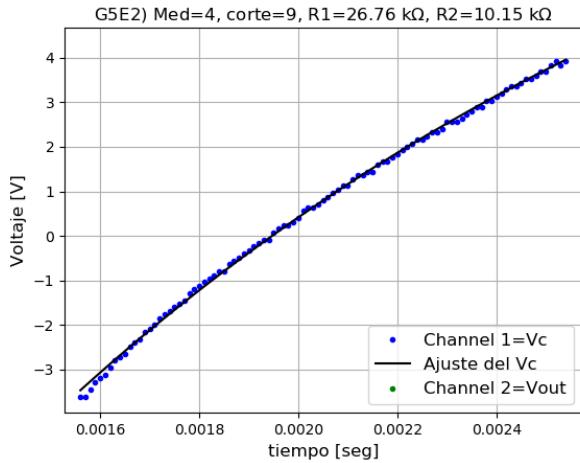


(a) Ejemplo de Señal  $Vc$  (azul) y su ajuste (negro).

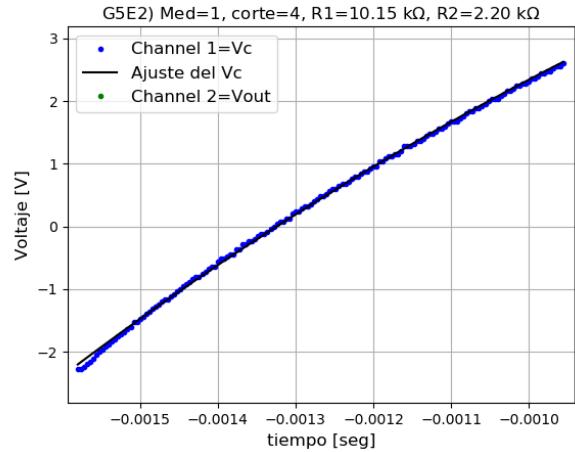


(b) Ejemplo de Señal  $Vc$  (azul) y su ajuste (negro).

Figura 16: Ajuste de decrecimientos.



(a) Ejemplo de Señal  $V_c$  (azul) y su ajuste (negro).



(b) Ejemplo de Señal  $V_c$  (azul) y su ajuste (negro).

Figura 17: Ajuste de crecimientos.

Realizando dicho ajuste se obtuvo el  $V_{sat}^-$  de cada semiperíodo de decrecimiento y el  $V_{sat}^+$  de cada semiperíodo de crecimiento. Con el promedio y la desviación estándar de cada  $V_{sat}$  obtenido con cada semiperíodo se obtuvieron  $\bar{V}_{sat}$  y  $\sigma V_{sat}$ . Además se obtuvieron los máximos y mínimos de la señal  $V_{out}$  cuadrada ( $V_{out}^+$  y  $V_{out}^-$ , respectivamente).

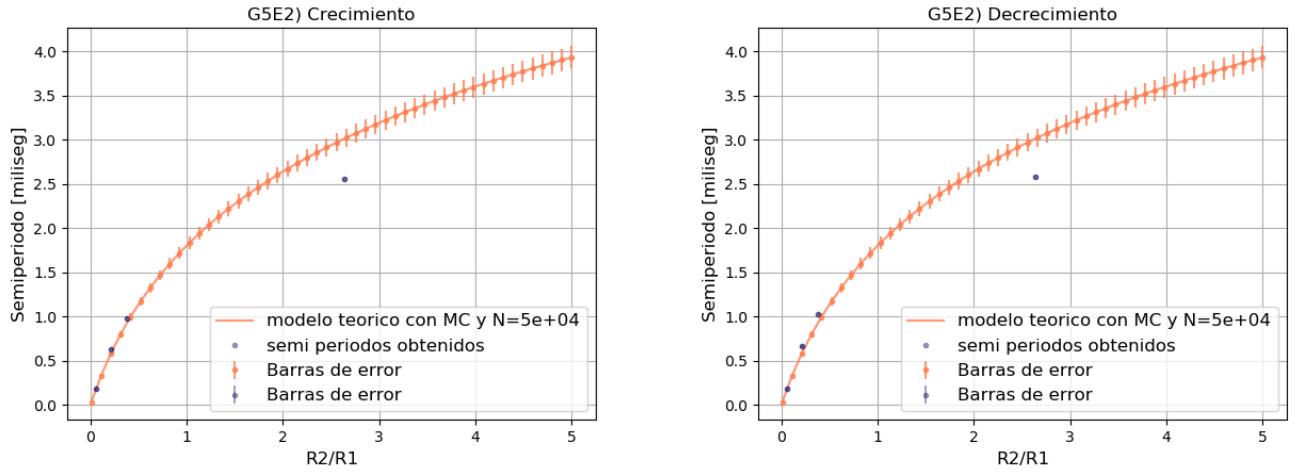
A continuación se muestran tablas de los datos mencionados para  $V_{sat}^-$  y  $V_{sat}^+$  respectivamente:

Medición	Ajuste $\bar{V}_{sat}$	Ajuste $\sigma V_{sat}$	Graf $V_{out}^-$
1	-12.04	0.02	$-13.1 \pm 0.1$
2	-12.78	0.02	$-13.1 \pm 0.1$
3	-13.993	0.007	$-13.4 \pm 0.2$
4	-12.03	0.02	$-13.4 \pm 0.2$

Medición	Ajuste $\bar{V}_{sat}$	Ajuste $\sigma V_{sat}$	Graf $V_{out}^+$
1	13.05	0.01	$14.1 \pm 0.1$
2	13.85	0.02	$14.1 \pm 0.1$
3	15.06	0.01	$14.4 \pm 0.2$
4	13.02	0.01	$14.3 \pm 0.1$

Se puede observar a partir de las tablas que, para todas las mediciones, el  $V_{out}^+$  era un poco mayor al  $V_{sat}^+$  y el  $V_{out}^-$  era un poco menor al  $V_{sat}^-$ . De esta manera se garantizó poder alcanzar los valores de saturación.

Se obtuvo el promedio y la desviación estándar de cada semiperíodos obtenidos en el laboratorio, para cada medición. Con aquéllos datos y los semiperíodos teóricos (ver ecuación 32) se construyeron los siguientes gráficos:



(a) Semi períodos obtenidos (azul) y teóricos (naranja) para las zonas crecientes.  
 (b) Semi períodos obtenidos (azul) y teóricos (naranja) para las zonas decrecientes.

Figura 18: Crecimiento y decrecimiento

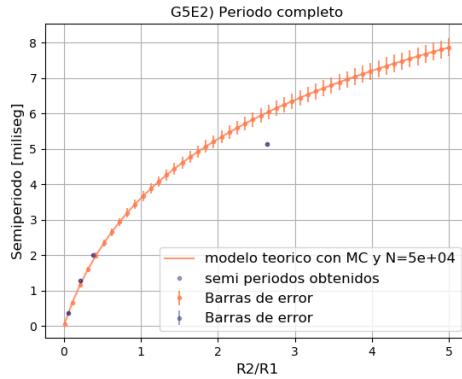


Figura 19: períodos obtenidos (azul) y teóricos (naranja)

El punto más alejado de la curva teórica es la medición 3, la cual posee menor cantidad de semiperíodos (ver 14b), es decir que tiene menor cantidad de datos para hacer estadística.

El modelo teórico de Montecarlo (naranja) se construyó utilizando la fórmula  $\tau/2 = R\ln(1 + 2R2/R1)$ , el 5 % de tolerancia para R1, R2 y R y haciendo 100 simulaciones aleatorias para cada punto.

## 2.3. Exp 3: Generador de funciones

Se puede armar un generador de funciones rudimentario: un circuito que genera una señal triangular y una cuadrada (ambas con la misma frecuencia fundamental) alimentado con una fuente de corriente continua.

El esquema del experimento realizado se muestra a continuación:

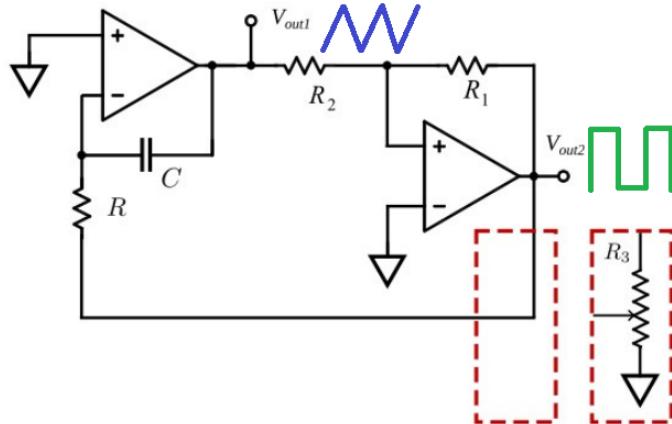


Figura 6: Generador de funciones

Figura 20: Esquema del experimento

La señal  $V_{out1}$  (azul) del esquema es una triangular y es la integral de la señal  $V_{out2}$  (verde), la cual es una señal cuadrada. El integrador es inversor así que hay que usar la configuración no inversora del S-T (ver figura 10 con  $V_{ref}=0V$ ). Se recuerda la ecuación de la configuración no inversora (caso ideal):

$$V_{out} = V_{ref} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) - \frac{R_1}{R_2} V_{in}$$

En este experimento, el  $V_{in} = V_{out1}$  y el  $V_{ref}=0V$  entonces:

$$V_{out2} = -\frac{R_1}{R_2} V_{out1}$$

De esta última ecuación, se observa que es importante que se cumpla siempre  $R1 > R2$ .

El primer Opamp del circuito (Opamp de la izquierda) fue un UA 741, el otro fue un TL0810 (ver figura 20). El R1, R2, R y C se mantuvieron constantes a lo largo del experimento y sus valores fueron:

$$R1 = (26,8 \pm 1,3)k\Omega \text{ (5 \% tol)}$$

$$R2 = (10,15 \pm 0,51)k\Omega \text{ (5 \% tol)}$$

$$C = 0,11 \mu F$$

$$R = (14,92 \pm 0,73)k\Omega \text{ (5 \% tol)}$$

Se puede observar que se cumple la condición mencionada anteriormente:  $R1 > R2$ .

Se realizaron siete mediciones con diferentes valores de  $R3$ , el cual se varió con un potenciómetro.

Los valores de  $R3$  (potenciómetro) utilizados a lo largo del experimento fueron:

Medición	$R3$ ( $k\Omega$ )
1	$6.42 \pm 0.32$
2	$1.08 \pm 0.05$
3	$0.10 \pm 0.01$
4	$15.00 \pm 0.75$
5	$40 \pm 2$
6	$75.8 \pm 3.8$
7	$50 \pm 3$

Con el channel 1 del osciloscopio se adquirió la señal  $V_{out1}$  y con el channel 2 se adquirió la señal  $V_{out2}$  (ver figura 20). Se observó que el  $V_{out2}$  era una señal cuadrada y el  $V_{out1}$  era una tringular (la integral de la señal cuadrada), lo cual se muestra a continuación:

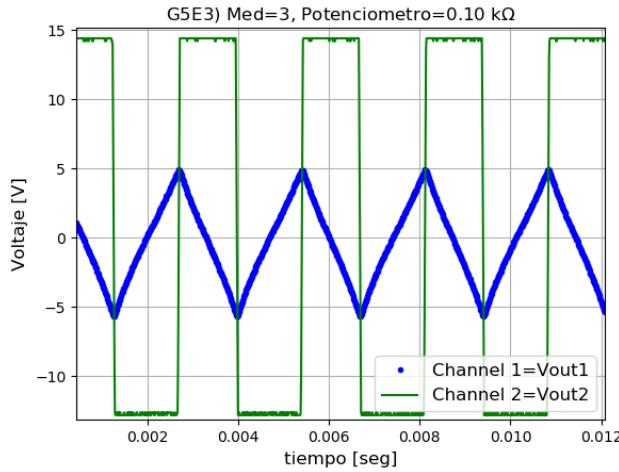


Figura 21: Ejemplo de una medición

Para hallar la frecuencia de oscilación del experimento 3, el proceso es análogo pero utilizando la relación no inversora entre  $V_{thr}$  y  $V_{sat}$ :  $V_{thr} = -\frac{R2}{R1}V_{sat}$ . Partimos de la ecuación 33:

$$V_{thr}(e^{\tau/2RC} + 1) = V_{sat}(e^{\tau/2RC} - 1)$$

$$-\frac{R2}{R1}\widehat{V_{sat}}(e^{\tau/2RC} + 1) = \widehat{V_{sat}}(e^{\tau/2RC} - 1)$$

Se llega a:

$$\frac{R2}{R1} = \frac{1 - e^{\tau/2RC}}{1 + e^{\tau/2RC}}$$

Despejando  $\tau$  se llega a:

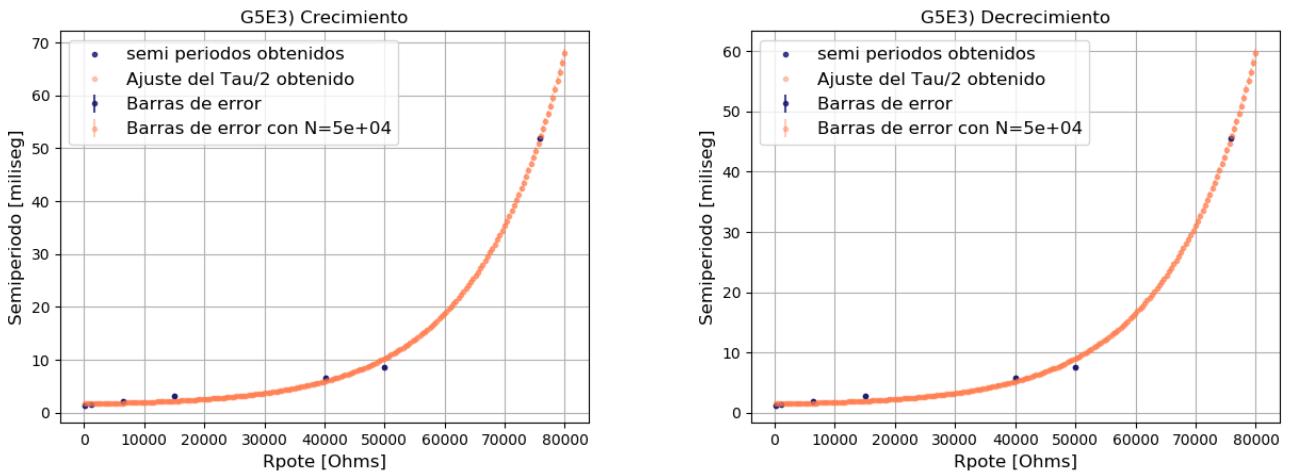
$$\tau = 2RC (\ln(R1 - R2) - \ln(R1 + R2)) \quad (35)$$

### 2.3.1. Análisis

Se realizó un barrido de la resistencia R3 (ver figura 20) utilizando un potenciómetro. Como se mencionó anteriormente, con el canal 1 del osciloscopio se adquirió el Vout1 y con el canal 2, Vout2. Por lo tanto, al no tener la señal Vc de la caída sobre el capacitor no se pueden obtener  $V_{sat}^+$  y  $V_{sat}^-$  como en el experimento anterior. Sin embargo, el período de la señal Vc y Vout1 son iguales (sin considerar el tiempo de respuesta no nulo del Opamp). Entonces se realizó el mismo procedimiento que en el experimento anterior: se hallaron los máximos y mínimos de las señales Vout1 medidas para los 7 valores de R3 (potenciómetro) y se obtuvieron los períodos de carga (crecimiento), descarga (decrecimiento) y el período total.

A priori, se desconoce la relación teórica entre el  $\tau/2$  y R3. Se observó experimentalmente una dependencia exponencial entre  $\tau/2$  y  $R_{pote}$  (resistencia del potenciómetro) así que se realizó dicho ajuste:  $f(R_{pote}, a, b) = a \cdot e^{R_{pote}/R} + b$  (siendo  $a$  y  $b$  los parámetros de ajuste).

A continuación se muestran los valores obtenidos en el laboratorio (azul) y el ajuste exponencial realizado (naranja):



(a) Semi períodos obtenidos (azul) y de un ajuste exponencial (naranja) para las zonas crecientes. (b) Semi períodos obtenidos (azul) y de un ajuste exponencial (naranja) para las zonas decrecientes.

Figura 22: Crecimiento (carga) y decrecimiento (descarga).

Se puede observar en ambos gráficos que hay 5 de 7 puntos que pasan por el ajuste. Los puntos que no pasan son los que tiene  $R_{pote}=50 \text{ k}\Omega$  (medición 7) y  $R_{pote}=15 \text{ k}\Omega$  (medición 4). Es decir, un 71 % de las mediciones pasa por el ajuste, lo cual es razonable al haber utilizado un sólo  $\sigma$ . No obstante, si se utiliza  $3\sigma$  pasan todas las mediciones salvo la de  $R_{pote}=50 \text{ k}\Omega$  (medición 7), es decir un 86 % de las mediciones, lo cual es un porcentaje bajo habiendo utilizado  $3\sigma$ . Se concluye que la medición 7 de  $R_{pote}=50 \text{ k}\Omega$  no coincide con lo predicho teóricamente, mientras que las otras mediciones sí.

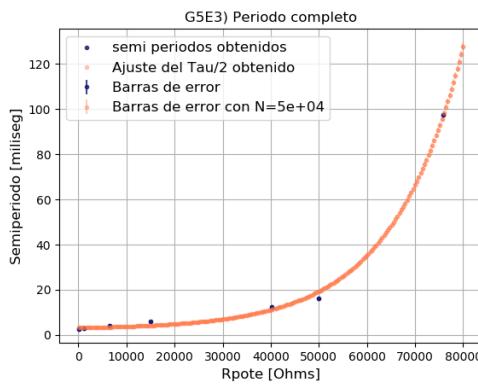


Figura 23: períodos obtenidos (azul) y teóricos (naranja)

Considerando el periodo completo, figura 23, sucede lo mismo que en las zonas de crecimiento y decrecimiento (ver figuras 22a y 22b). Utilizando un sólo  $\sigma$  hay dos puntos que no pasan por la curva de ajuste:  $R_{pote}=50 \text{ k}\Omega$  (medición 7) y  $R_{pote}=15 \text{ k}\Omega$  (medición 4). Cinco puntos de siete sí pasan por la curva de ajuste y eso representa un 71 % del total. Se obtuvo un porcentaje un poco

mayor al esperado al haber usado un sólo  $\sigma$  (el esperado es un 68,26 %). Utilizando  $3\sigma$  pasan todos los puntos salvo el medición 7 de  $R_{pote}=50\text{ k}\Omega$ . Seis puntos de siete representa un 86 % del total y es un porcentaje bastante bajo al haber usado  $3\sigma$  (el esperado es un 99,74 %).

Respecto al ajuste exponencial realizado, al tener un capacitor entre la señal Vout1 y el  $R_{pote}$  (ver figura 20) es viable que la dependencia entre el período de oscilación de la señal Vout1 y  $R_{pote}$  sea exponencial.

## 2.4. Integrados de señal mixta: timer LM555

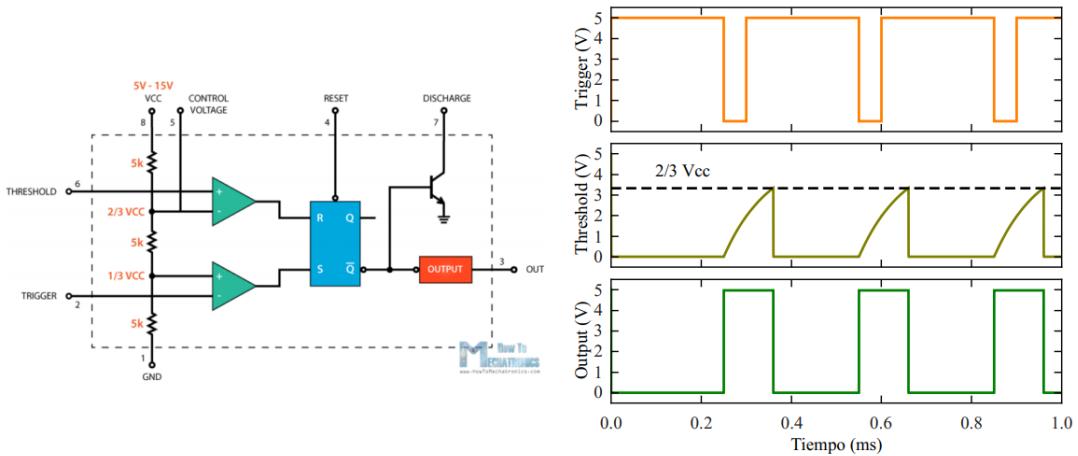


Figura 24: Izquierda: esquema modo monoestable. Derecha: gráficos de las señales Trigger, Threshold, Output.

Como se puede observar en el esquema de la izquierda de la figura 24, la señal Trigger determina el valor de S y la señal Threshold determina el valor de R. Para que la salida del opamp sea 1 tiene que ocurrir que  $V^- \leq V^+$  (hay un pequeño umbral).

A continuación se muestra la tabla lógica que justifica la forma de la señal Vout de la figura 24:

Trigger [V]	S	Threshold [V]	R	Q=Vout [V]
5	0	0	0	Qn-1
0	1	< 2/3	0	1
5	0	< 2/3	0	Qn-1=1
5	0	2/3	1	0
5	0	0	0	Qn-1=0

Como se puede observar en la tabla, los estados  $S=0$  y  $R=0$  son estados memoria, ya que el Q es el  $Q_{n-1}$ . El estado  $S=1$  y  $R=0$ , fija la salida Q a 1. Por el contrario, el estado  $S=0$  y  $R=1$ , fija la

salida Q a 0. El estado S=R=1 está prohibido.

## 2.5. Exp 4: Multivibrador astable

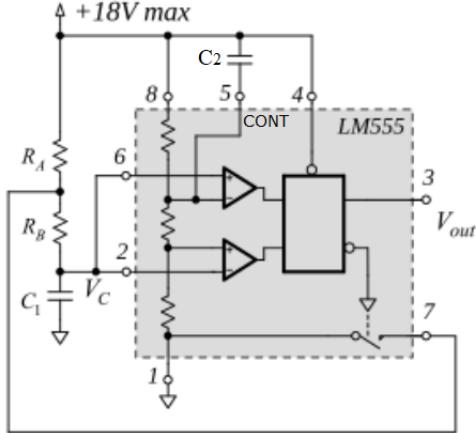


Figura 25: Circuito del multivibrador astable, con  $C_2 = 10,5\text{ nF}$ .

Basándonos en el circuito de la figura 25, armamos el multivibrador astable usando dos resistencias  $R_A = 10,14k\Omega$ ,  $R_B = 32,2k\Omega$  y capacitores  $C_1 = 0,98\text{ nF}$  y  $C_2 = 10,5\text{ nF}$ , midiendo la caída sobre el capacitor 1 ( $V_C$ ) y la señal de salida del circuito indicada en la figura 25.

Se repitió esto para distintas elecciones de  $R_A$ ,  $R_B$  y  $C_1$ , observando los cambios en la frecuencia de ambas señales. Las señales para los tres casos estudiados se muestran en la figura 26:



(a)  $R_A = 10,14k\Omega$ ,  $R_B = 32,2k\Omega$ ,  
 $C_1 = 0,98\text{ nF}$ .



(b)  $R_A = 32,2k\Omega$ ,  $R_B = 10,14k\Omega$ ,  
 $C_1 = 0,98\text{ nF}$ .



(c)  $R_A = 32,2k\Omega$ ,  $R_B = 10,14k\Omega$ ,  
 $C_1 = 4,95\mu F$ .

Figura 26: Gráficos de señales en distintos casos.

Se busco corroborar que la frecuencia de ambas señales (definida a partir del período entre máximos de  $V_C$ ) se corresponda a la de la ecuación  $\tau = 0,693C_1(R_A + 2R_B)$ <sup>1</sup>, como se muestra en la siguiente tabla:

<sup>1</sup>[http://www.sophphx.caltech.edu/Physics\\_5/Data\\_sheets/tlc555.pdf](http://www.sophphx.caltech.edu/Physics_5/Data_sheets/tlc555.pdf), pagina 16

Medición	1	2	3
Frecuencia [Hz] (teórica)	$19700 \pm 1300$	$280000 \pm 1700$	$5,5 \pm 0,3$
Frecuencia [Hz] (gráfico)	$17220 \pm 40$	$22280 \pm 40$	$5,627 \pm 0,011$
Duty cycle [%] (teórico)	$57 \pm 3$	$81 \pm 4$	$81 \pm 4$
Duty cycle [%] (gráfico)	$58,0 \pm 0,2$	$81,32 \pm 0,17$	$81,4 \pm 0,2$

donde en la medición 1, las resistencias elegidas fueron  $R_A = 32,2k\Omega$ ,  $R_B = 10,14k\Omega$  y  $C_1 = 0,98 \text{ nF}$ ; en la medición 2,  $R_A = 32,2k\Omega$ ,  $R_B = 10,14k\Omega$  y  $C_1 = 0,98 \text{ nF}$ ; y en la medición 3,  $R_A = 32,2k\Omega$ ,  $R_B = 10,14k\Omega$  y  $C_1 = 4,95\mu F$ .

El pin 5 es el pin de 'control' (ver figura 25), que modula la señal del comparador para el threshold, evitando que ruido en el threshold genere resets espurios de la flip-flop<sup>2</sup>. La fórmula utilizada para el período  $\tau = 0,693C_1(R_A + 2R_B)$  sale de reemplazar en la fórmula 32 del oscilador de relajación por  $R = R_A + 2R_B$  y  $C = C_1$ . Y el número 0.693 viene de que las tres resistencias del LM555 son iguales entonces, en este caso,  $R_1=2R_2$  ( $\log 2 \approx 0.693$ ).

Se realizó un ajuste exponencial a las señales medidas  $V_c$  (ver figura 26) para obtener el RC de carga del capacitor (zonas crecientes) y descarga del capacitor (zonas decrecientes). Además se comparó con los valores teóricos:  $(R_b+R_a) \cdot C_1$  y  $R_b \cdot C_1$ , respectivamente. Como se observa en la figura 25, el capacitor se carga a través de las resistencias  $R_a$  y  $R_b$  (por eso se usa la fórmula  $(R_b+R_a) \cdot C_1$ ) y se descarga sólo a través de  $R_b$  (por eso se usa la fórmula  $R_b \cdot C_1$ ). Es decir que el período total es:  $(2R_b+R_a) \cdot C_1$ .

A continuación se muestran dos tablas comparativas de la carga y descarga del capacitor:

Medición	$R_a$ ( $k\Omega$ )	$R_b$ ( $k\Omega$ )	$C_1$	RC del ajuste [ $\Omega \cdot F$ ]	RC esperado: $(R_b+R_a) \cdot C_1$ [ $\Omega \cdot F$ ]
1	10.14	32.2	0.98 nF	$(4.6 \pm 0.2) \text{ e-}05$	$(4.2 \pm 0.2) \text{ e-}05$
2	32.2	10.14	0.98 nF	$(3.97 \pm 0.03) \text{ e-}05$	$(4.2 \pm 0.2) \text{ e-}05$
3	32.2	10.14	$4.95 \mu F$	$0.18 \pm 0.002$	$0.209 \pm 0.008$

Medición	$R_a$ ( $k\Omega$ )	$R_b$ ( $k\Omega$ )	$C_1$	RC del ajuste [ $\Omega \cdot F$ ]	RC esperado: $R_b \cdot C_1$ [ $\Omega \cdot F$ ]
1	10.14	32.2	0.98 nF	$(3.3 \pm 0.4) \text{ e-}05$	$(3.2 \pm 0.1) \text{ e-}05$
2	32.2	10.14	0.98 nF	$(1.5 \pm 0.2) \text{ e-}05$	$(0.99 \pm 0.04) \text{ e-}05$
3	32.2	10.14	$4.95 \mu F$	$0.049 \pm 0.002$	$0.050 \pm 0.002$

<sup>2</sup>[http://www.sophphx.caltech.edu/Physics\\_5/Experiment\\_4.pdf](http://www.sophphx.caltech.edu/Physics_5/Experiment_4.pdf), pagina 4-15.

### 2.5.1. Ruido indeseado

Para todos los casos estudiados se detectó una señal de ruido de alta frecuencia ( $\simeq 15$  MHz), mostrada en las figuras 27a y 27b. Para eliminarlo, se cambiaron los parámetros de control ( $R_A$ ,  $R_B$ ,  $C_1$  e incluso  $C_2$ ), pero sin tener éxito.

Por el otro lado, se probó de agregar un capacitor ( $C_3 = 330\mu F$ ) entre la tensión de entrada  $V_+$  y la tierra (usándolo como un capacitor de acople). En este caso se logró, como se muestra en las curvas azul y roja en la figura 27b, una leve disminución en amplitud del ruido, pero igualmente notable. No se pudo descubrir el motivo de la presencia de esta señal.

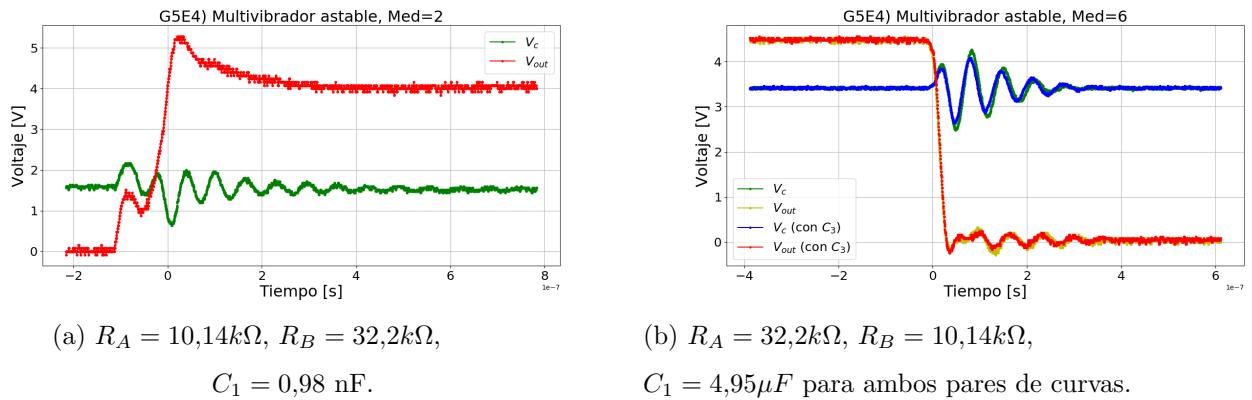


Figura 27: Ruido en las señales en distintos casos.

*Nota:* Comentando este problema con Christian, dijo que lo ideal para que funcionen los capacitores de acople es soldándolos. Puede que por eso no haya funcionado o quizás funcionaba sin soldar pero con muchos capacitores grandes puestos juntos.

### 2.6. Exp 5: Multivibrador monoestable

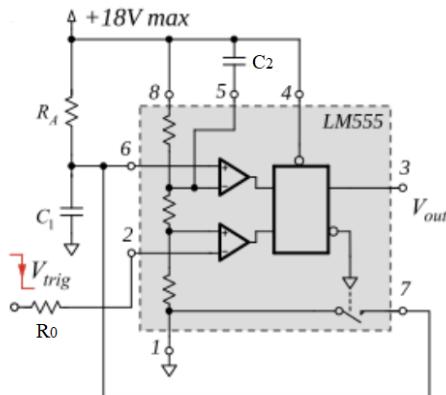
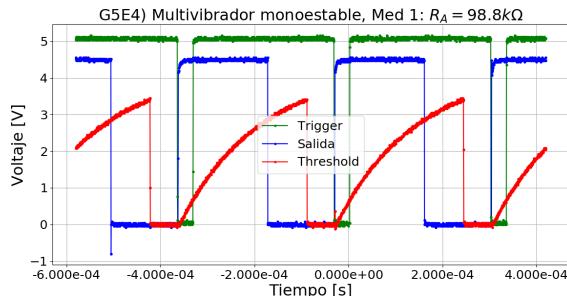
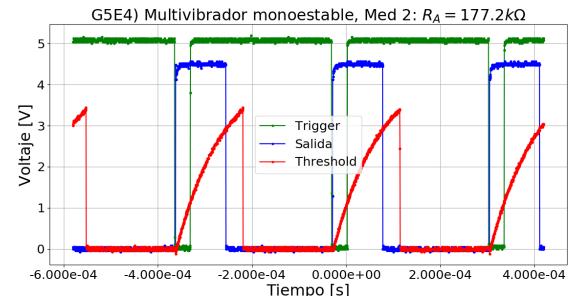


Figura 28: Circuito del multivibrador monoestable, con  $C_2 = 10,5 \text{ nF}$ ,  $C_1 = 0,97 \text{ nF}$  y  $R_0 = 150,4k\Omega$ .

Para este circuito similar al anterior se usaron  $R_0 = 150,4\text{k}\Omega$ ,  $C_2 = 10,5 \text{ nF}$ ,  $C_1 = 0,97 \text{ nF}$  y usando distintos valores de  $R_A = 98,8$  y  $177,2\text{k}\Omega$ ; y se adquirieron las señales de threshold, trigger y la tensión de salida, cuyas curvas se muestran en las figuras 29a (medición 1, con  $R_A = 98,8\text{k}\Omega$ ) y 29b (medición 2, con  $R_A = 177,2\text{k}\Omega$ ). Para la señal de entrada, se usó una señal cuadrada con duty cycle del 90 %, frecuencia 3 kHz y tensiones de 0 a 5 V (tomando el cuidado de que en ningún momento se haga negativa la señal).



(a)  $R_A = 177,2\text{k}\Omega$



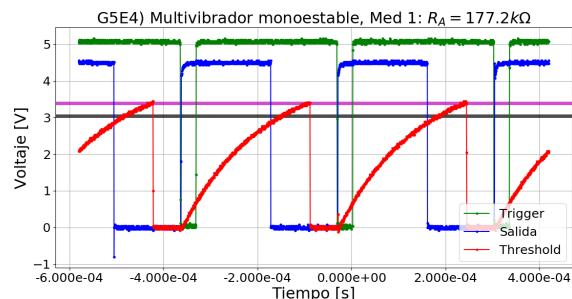
(b)  $R_A = 98,8\text{k}\Omega$

Figura 29: Mediciones del Multivibrador estable.

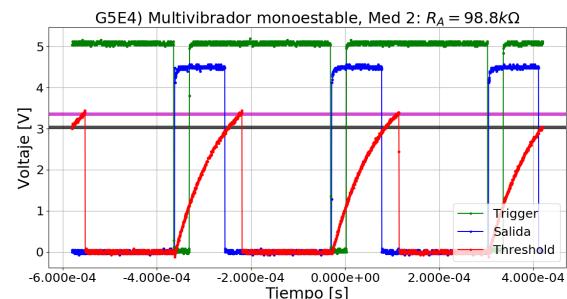
Para cada caso, se calculó el  $\tau_+$ , el tiempo en el que el pulso de salida distinto de 0; tanto a partir del gráfico como a partir de la ecuación  $\tau_+ = 1,1R_AC_1$ , además del duty cycle (para ambos casos), resultados que se muestran en la siguiente tabla:

Medición	$\tau_+$ (señal)	$\tau_+$ (ecuación)	Duty cycle (señal)
1	1,06990(10)e-4 s	1,054(74)e-4 s	48,7(8,7) %
2	1,900(10)e-4 s	1,89(13)e-4 s	31,81(15) %

Por el otro lado, una de las cosas que notamos, como se ve claramente en las figuras 30, es que el  $\tau$  para la señal de salida es más corto que el de threshold. Para este último, se ve que en la figura 30 el capacitor  $C_1$  se carga hasta llegar a la tensión esperada de  $\frac{2}{3}V_+$ . Sin embargo, para entonces la señal de salida ya había legado a 0 para  $V_{thr} = \frac{2}{3}V_{out} < \frac{2}{3}V_{cc}$ .



(a)  $R_A = 177,2k\Omega$



(b)  $R_A = 98,8k\Omega$

Figura 30: Mediciones del Multivibrador estable, con las líneas horizontales de  $V = \frac{2}{3}V_{cc}$  en violeta, y  $V = \frac{2}{3}V_{out}$  en negro.

## 2.7. Adicional: Evento retardado

El operacional LM555 puede usarse para prender un diodo LED y mantenerlo encendido mientras se carga un capacitor  $C$  conectado al trigger y al threshold. (Ver figura 31) En el presente experimento usamos un diodo LED color verde, en serie con una resistencia de  $470\Omega$ , un capacitor  $C$  de  $5.05\mu F$ , y una alimentación de  $5V$ .

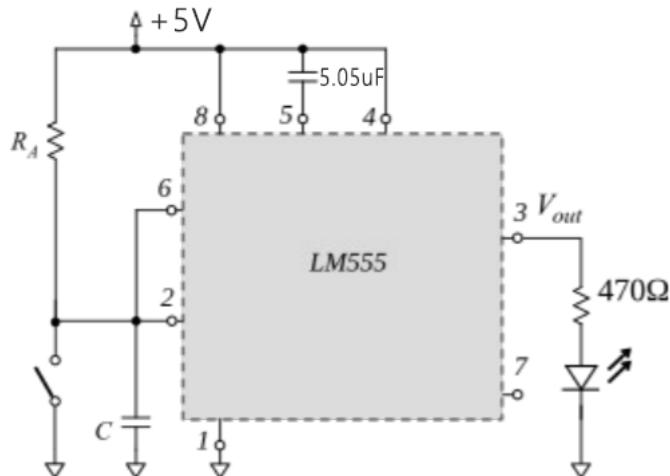


Figura 31: Esquemático de generador de pulso retardado

Cuando el switch se encuentra abierto, ambas entradas están alimentadas con la misma tensión ( $> 2/3V_{CC}$ ), y el output tiene un cero lógico, por lo que sobre el led no pasa corriente y no se prende. Al cerrar el switch, se conectan las entradas (por lo que la salida tiene un uno lógico, pasa corriente sobre el led y se prende) y el capacitor a tierra. Hasta que el capacitor no supere los  $2/3$  de la tensión

de alimentación, la salida del operacional va a tener un uno lógico y el led va a estar alimentado. Cuando supera esta tensión, el led se apaga y el capacitor termina de cargarse. (Ver figura 32)

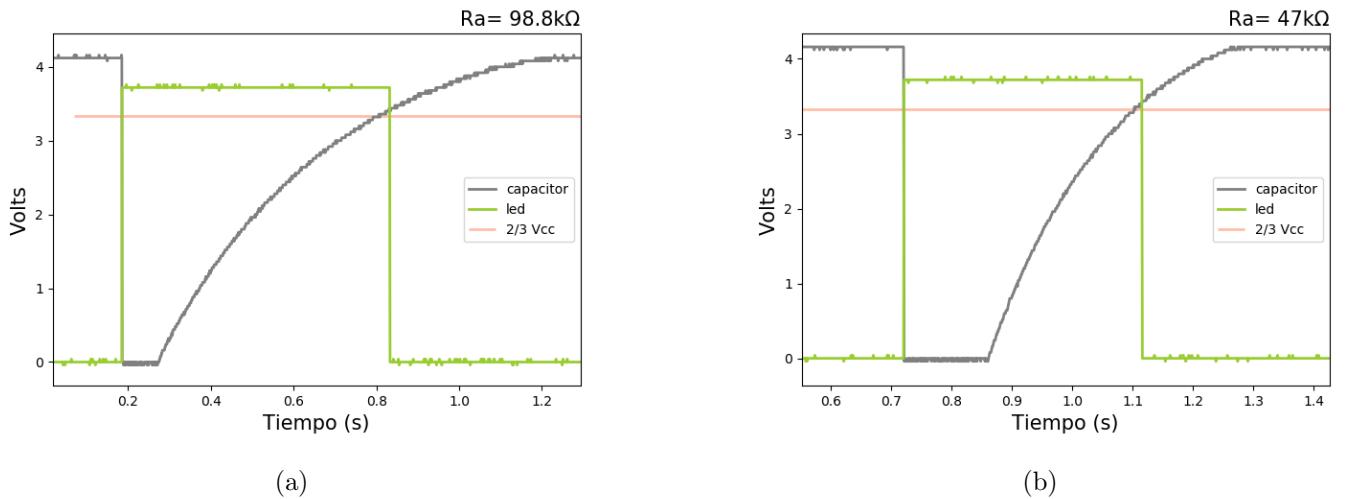


Figura 32: Tensiones sobre el diodo LED y sobre el capacitor C del circuito 31 para dos resistencias  $R_a$  distintas.

En la figura 32 se puede ver como se modifica el tiempo de carga  $\tau = R_a C$  del capacitor (línea curva a partir de que la tensión del capacitor despega de los 0V, es decir a partir de que se abre el switch), para dos valores de resistencias  $R_a$ , siendo mayor para la resistencia más grande.

### 3. Guía 6: Lógica combinacional y secuencial

Ahora al Set y Reset que vimos en la guía 5 se le agregan 2 nuevas señales: Clock y Data (flip flops D). Estos dos últimos sirven para determinar la salida Q dentro de los casos S=R=0, que eran los estados memoria anteriormente. La tabla lógica de los flip flops D se muestra a continuación:

Set	Reset	Clock	Data	Q
1	0	x	x	1
0	1	x	x	0
0	0	1	0	D=Q=0
			1	D=Q=1
		0	x	Q=Qn-1

Las compuertas lógicas más comunes se muestran en el siguiente esquema:

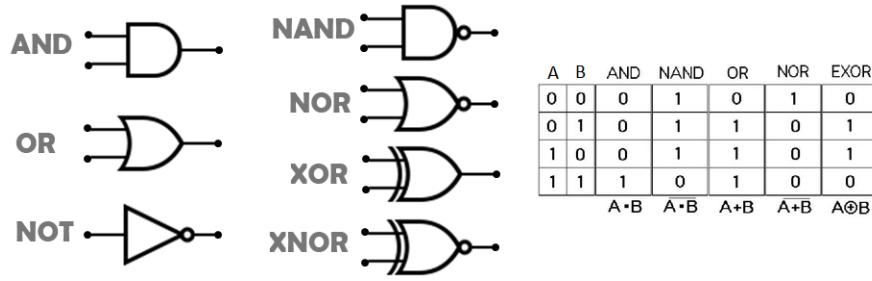


Figura 33: Compuertas lógicas.

Un detector de coincidencias puede lograrse con una compuerta *and*, como puede observarse en su tabla lógica.

Es importante tener en cuenta, los tiempos mínimos para los cuales el flip flop D 74HC74 funciona correctamente:

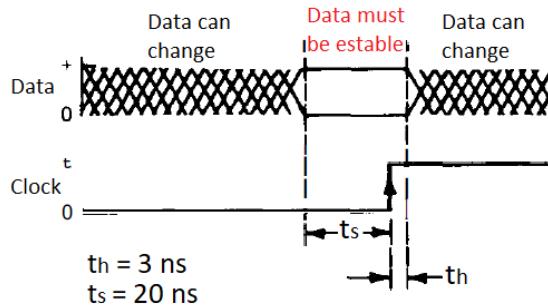


Figura 34:  $t_s$ : setup time,  $t_h$ : hold time.

### 3.1. Exp 1: Detector de coincidencias

Se procedió a armar el circuito que se muestra en el esquema de la figura 35. A lo largo de todo el experimento se mantuvieron  $R_a = 54,8\Omega$  y  $R_b = 54,9\Omega$  (tol 5 %), variándose las demás resistencias y capacitores. Por el otro lado, ambas señales de entrada ( $A_{in}$  y  $B_{in}$ ) fueron controladas por el generador, configurando la frecuencia de ambas en 1 kHz, la tensión de entrada entre 0,0010 y 2,001 V (tomando el cuidado de que no ingresen tensiones negativas), siendo una señal cuadrada con duty cycle de 50 %.

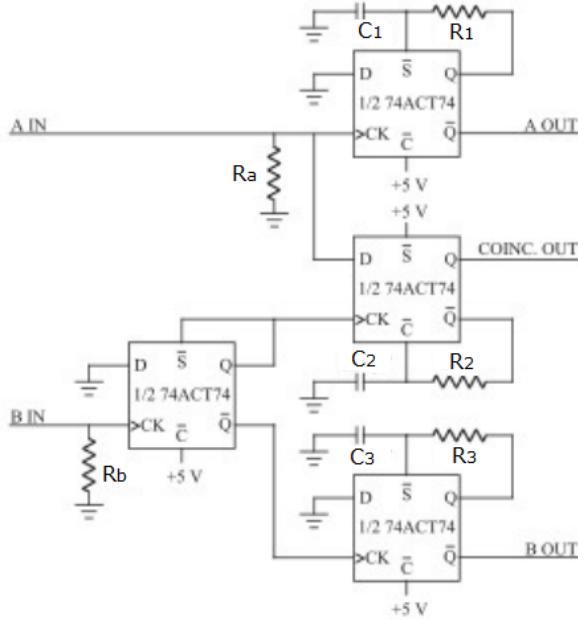
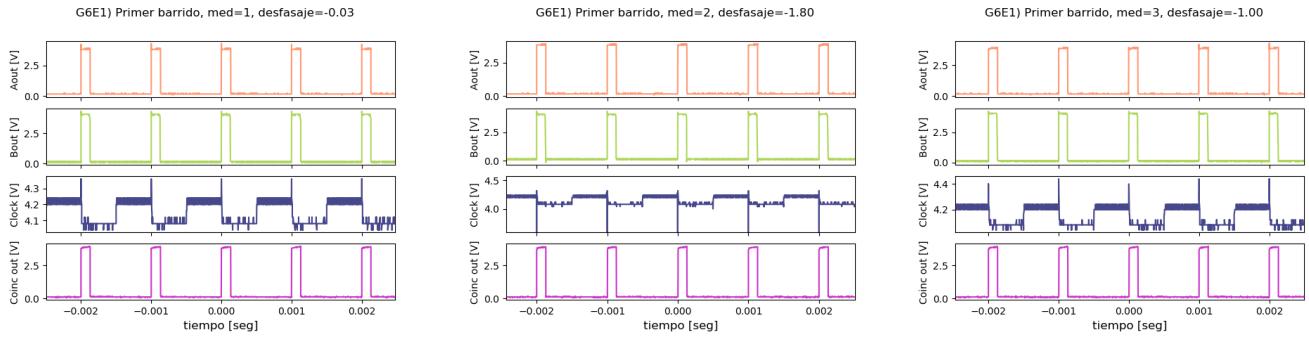


Figura 35: Circuito del experimento 1, detector de coincidencias

Se tomaron las señales  $A_{out}$ ,  $B_{out}$ ,  $Coinc_{out}$  y  $Clock_C$  (para el flip-flop de las coincidencias). Se fijo la fase de la entrada  $A$  en 0 y se varió la fase de la entrada  $B$ , tomando tres valores: la fase a partir de la cual aparecía la señal de coincidencias (medición 1), una fase intermedia (med2) y la última permitida antes de que dicha señal desaparezca (med3). Por otro lado, se realizaron tres barridos, para distintos capacitores y resistencias, siendo estas:

1. Barrido 1:  $R_1 = 0,997k\Omega$ ,  $R_2 = 0,998k\Omega$ ,  $R_3 = 1k\Omega$  (tol 1 %),  $C_1 = 0,1\mu F$ ,  $C_2 = 0,09\mu F = C_3$ .  
Fases:  $-0,03$ ,  $-1$  y  $-1,8$  deg.
2. Barrido 2:  $R_1 = 2,193k\Omega$ ,  $R_2 = 2,196k\Omega$ ,  $R_3 = 2,198k\Omega$  (tol 5 %),  $C_1 = 0,1\mu F$ ,  $C_2 = 0,09\mu F = C_3$ .  
Fases:  $-0,22$ ,  $-1,3$  y  $-2,5$  deg.
3. Barrido 3:  $R_1 = 2,193k\Omega$ ,  $R_2 = 2,196k\Omega$ ,  $R_3 = 2,198k\Omega$  (tol 5 %),  $C_1 = 4,78\mu F$ ,  $C_2 = 4,96\mu F$ ,  $C_3 = 4,92\mu F$ . Fases:  $-0,01$ ,  $-0,04$  y  $-0,08$  deg. Se cambio la frecuencia del generador de funciones: 50 Hz.

Estas señales se muestran en las figuras 36, 37 y 38. Este criterio para la fase se tomó con el objetivo de determinar el ancho de la ventana de coincidencias, es decir, el rango temporal en el que van a ser detectadas coincidencias entre las entradas A y B.

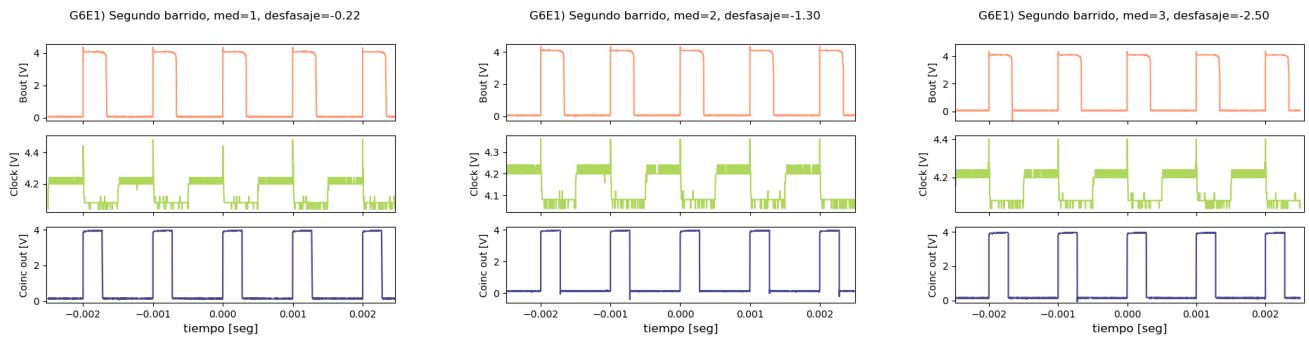


(a) Medición 1, desfasaje=-0.03

(b) Medición 2, desfasaje=-1.80

(c) Medición 3, desfasaje=-1

Figura 36: Señales medidas en el primer barrido.

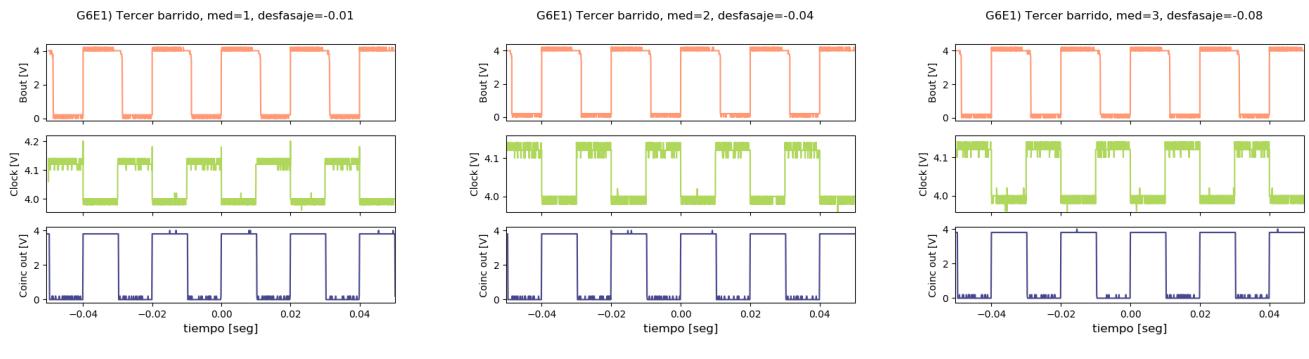


(a) Medición 1, desfasaje=-0.22

(b) Medición 2, desfasaje=-1.3

(c) Medición 3, desfasaje=-2.5

Figura 37: Señales medidas en el segundo barrido.



(a) Medición 1, desfasaje=-0.01

(b) Medición 2, desfasaje=-0.04

(c) Medición 3, desfasaje=-0.08

Figura 38: Señales medidas en el tercer barrido.

Se buscó obtener a la ventana de coincidencias, es decir, cual es el máximo rango temporal permitido en el que se toma una coincidencia entre dos entradas desfasadas. El resultado para el primer barrido se muestra en la siguiente figura:

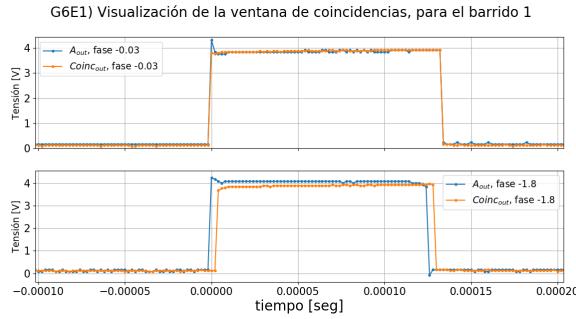


Figura 39: Gráficos de las señales  $A$  y de coincidencias a la salida, para las dos fases extremas en el caso del barrido 1. Ventana de coincidencia: 0 para el menor desfasaje, y  $1,6\mu s$  para el segundo.

Este pequeño rango de tiempo sin embargo no es lo suficientemente grande en relación con la resolución temporal, lo que se debe a que se adquirieron varios picos. Por otro lado, para los otros dos barridos este efecto no puedo ser visualizado por este mismo motivo. Hubiese sido conveniente cambiar la escala temporal para estudiar la ventana con mayor precisión.

### 3.1.1. Problemas:

Los flip flops D utilizados no funcionaban del todo bien ya que las señales  $\bar{Q}$  eran las correspondientes señales Q invertidas pero con menor amplitud, es decir que  $\bar{Q}$  no era exactamente Q negada. Por ese motivo no se pudo medir  $A_{out}$  en el segundo y tercer barrido.

De hecho, el primer flip flop D utilizado tuvo que cambiarse porque la realimentación entre  $\bar{S}$  y Q generaba un Clock de muy baja intensidad y por ende el Coinc.out era casi nulo.

Otro problema fue la librería de matplotlib de Python en la computadora, tuvo que reinstalarse Anaconda pero aun así no funcionó. Se terminó cambiando de PC.

## 3.2. Exp 2: Divisor de frecuencias

A continuación se muestra un esquema del circuito armado:

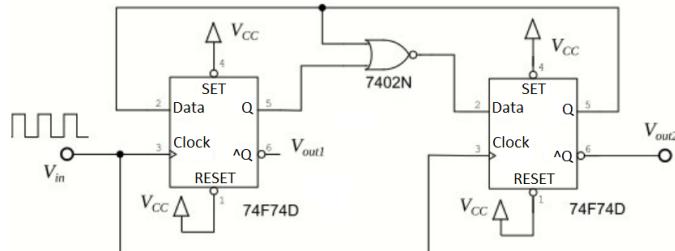


Figura 40: Circuito del experimento 2, divisor de frecuencias.

En el laboratorio se utilizaron:

- Vcc=5v
- Clock 0-2V con duty=0.5
- Puerta NOR: SN74HC02N
- D-flip-flop: T74LS74B1

Como se pude observar en la figura, R=S=0 siempre y también se cumple Data1=Q2. Por otro lado, Q1, Data1 y Data 2 se relacionan mediante una compuerta NOR, entonces se debe cumplir: Data2= $\overline{\text{Data1} + \overline{Q1}}$ . A continuación se muestra la tabla lógica del circuito de la figura 40:

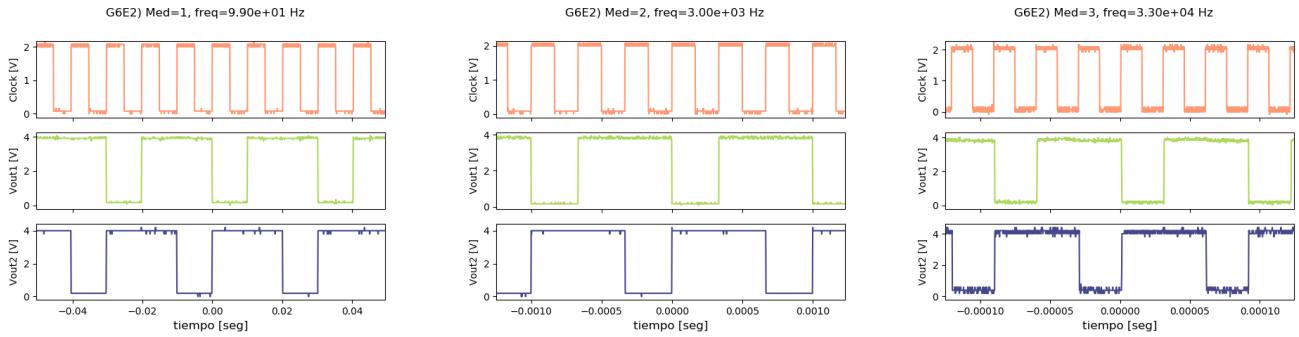
Clock	Vout1= $\overline{Q1}$	Vout2= $\overline{Q2}$	Q1	Q2	D1=Q2	D2= $\overline{Q1 + \overline{Q2}}$
0	1	1	0	0	0	1
1	1	0	0	1	(a)	(a)
					(b)	(b)
0	1	0	0	1	1	0
1	0	1	1	0	(a)	(a)
					(b)	(b)
0	0	1	1	0	0	0
1	1	1	0	0	(a)	(a)
					(b)	(b)
0	1	1	0	0	0	1

(a) y (b) en el caso de D1 son las fórmulas  $D1=Q2$  y  $Q1=D1$  respectivamente. En el caso de D2, (a) es  $D2=\overline{Q1 + \overline{Q2}}$  y (b) es  $Q2=D2$ . Las fórmulas (b)  $Qi=Di$  aparecen porque Clock es 1 y R=S=0.

Las fórmulas (a) y (b) no se cumplen simultáneamente porque se contradicen generalmente. Por lo tanto, el flip flop toma el primer Data que lee: los cuadros marcados en azul y violeta de la tabla.

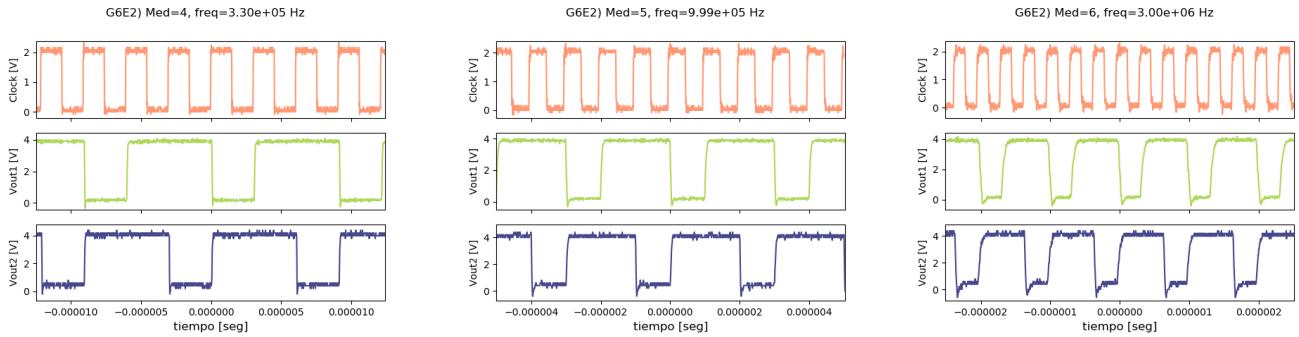
Se puede observar que a partir de la tabla que hay estado inaccesible:  $Q1=Q2=1$  ( $Vout1=Vout2=0$ ), lo cual se observa en las mediciones realizadas.

Se adquirieron las cuatro señales Clock,  $Vout1=\overline{Q1}$  y  $Vout2=\overline{Q2}$  con el osciloscopio. Se realizó un barrido de la frecuencia fundamental de la señal Clock in y se obtuvieron los siguientes resultados:



(a) Señales para la primera medición, frecuencia = 99 Hz      (b) Señales para la segunda medición, frecuencia = 3 kHz      (c) Señales para la tercera medición, frecuencia = 33 kHz

Figura 41: Señales para la primera, segunda y tercera medición.



(a) Señales para la cuarta medición, frecuencia = 330 kHz      (b) Señales para la quinta medición, frecuencia = 999 kHz      (c) Señales para la sexta medición, frecuencia = 3 MHz

Figura 42: Señales para la cuarta, quinta y sexta medición.

Se realizó una simulación de este experimento previamente a la clase de laboratorio (ver <https://www.overleaf.com/read/fncyrhrcwpqv> ejercicio 2) y se obtuvo que las frecuencias de las señales Vout eran 1/3 de las frecuencias de la señal Clock in. Por ese motivo, se eligieron múltiplos de 3 para el barrido de frecuencias de Clock in.

### 3.3. Exp 3: Shift Register

Una aplicación útil de los flip flops D son los divisores de frecuencia. A continuación se muestra un esquema ilustrativo:

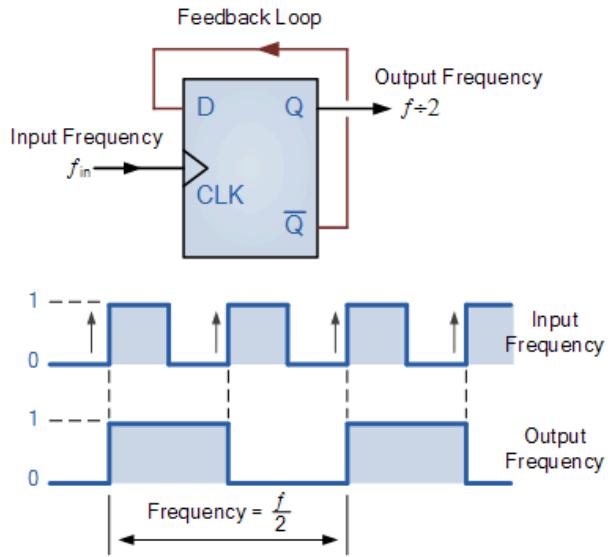


Figura 43: Esquema de un shift register.

Se puede observar que hay una realimentación ya que el  $\bar{Q}$  está conectado al Data. Este *feedback* genera que la frecuencia de salida sea la mitad de la frecuencia de entrada.

El experimento realizado fue con 3 flip flops en cascada (cada  $\bar{Q}$  está conectado al siguiente clock in). A continuación se muestra un esquema del circuito armado:

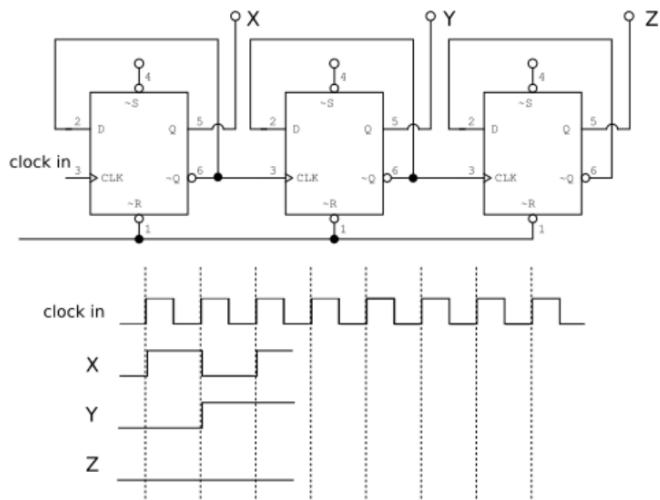


Figura 44: Circuito del experimento 3, Shift Register.

En el laboratorio se utilizaron:

- $V_{cc}=5v$
- Clock 0-2V con duty=0.5
- D-flip-flop: T74LS74B1

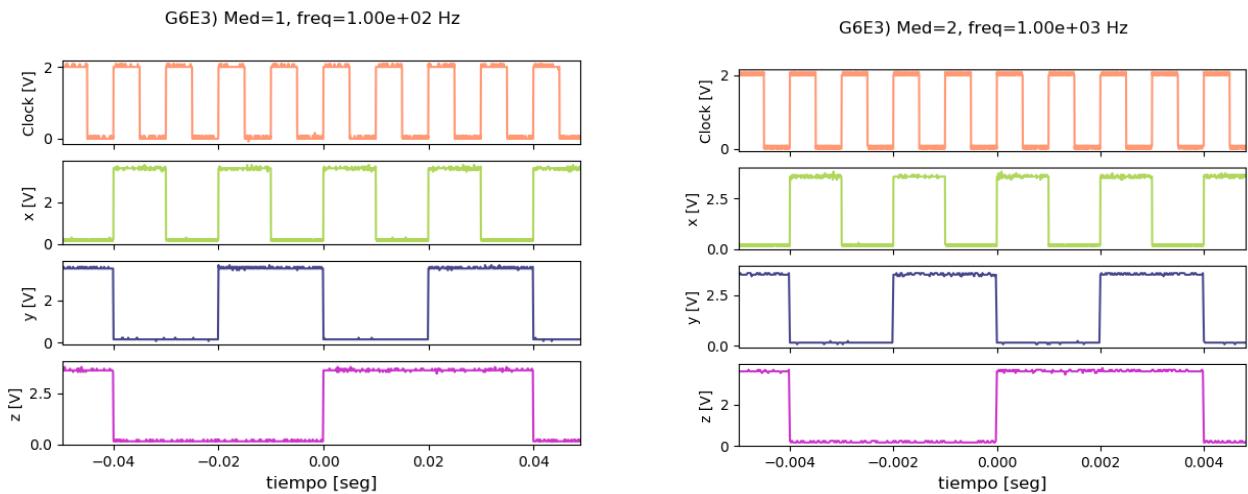
- XLED: rojo/blanco, YLED: rojo, ZLED: verde

Las patas R y S deben estar inactivas para que no modifiquen el Q. Si se cambia el estado de todas las R simultáneamente se resetean todos los flip flops, por ende todos los Q se van a cero.

Como se puede observar en la figura 44, se utilizaron 3 flip flops D entonces la frecuencia final se divide en  $2^3 = 8$ .

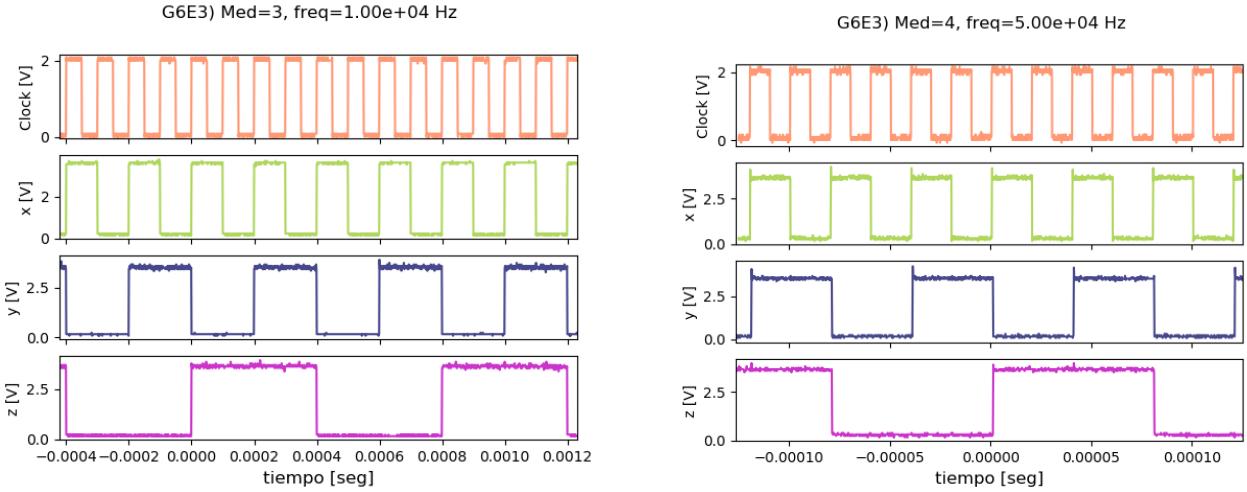
Además se observa en la figura 44 que la señal Clock in no ingresa simultáneamente a los tres flip-flops. Por lo tanto, el segundo flip flop tiene el delay del primer flip flop y el tercero, el del segundo y el primero (se va propagando el retraso de los flip flops).

Se adquirieron las cuatro señales Clock, x, y, z con el osciloscopio. Se realizó un barrido de la frecuencia fundamental de la señal Clock in y se obtuvieron los siguientes resultados:



(a) Señales para la primera medición, frecuencia = 100 Hz (b) Señales para la segunda medición, frecuencia = 1000 Hz

Figura 45: Señales para la primera y segunda medición.

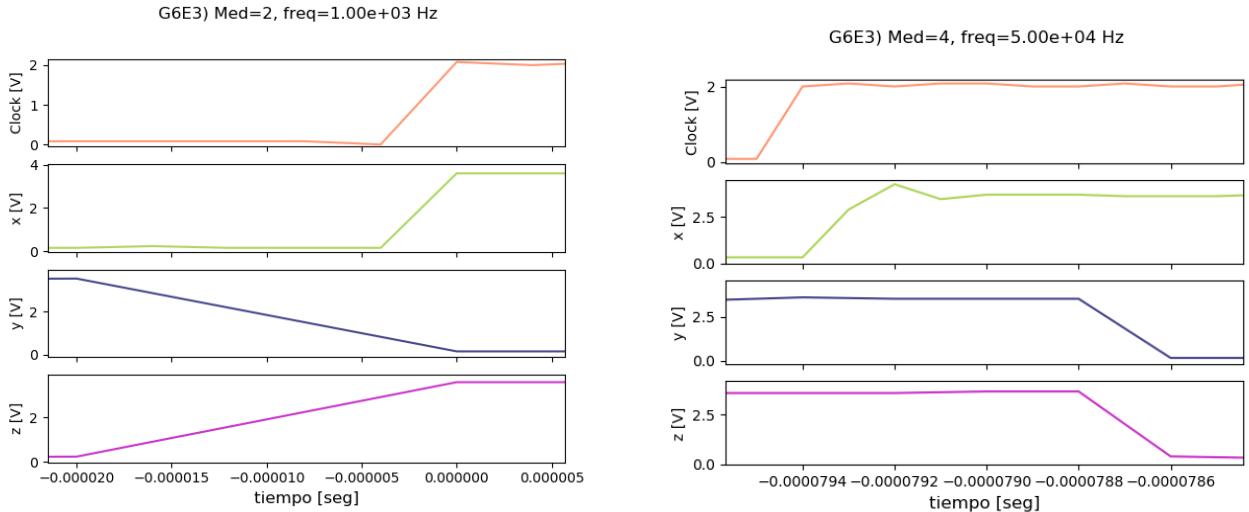


(a) Señales para la tercera medición, frecuencia = 10 kHz (b) Señales para la cuarta medición, frecuencia = 50 kHz

Figura 46: Señales para la tercera y cuarta medición.

Como se puede observar en las mediciones obtenidas, entran 8 períodos del Clock in en un período de la señal z (reducción de la frecuencia en un  $2^3$ ). Con n flip flops, la frecuencia se divide en  $2^n$ .

A continuación se muestran algunas mediciones con zoom con el fin de observar que el segundo y tercer flip flop tienen más delay que el primero:



(a) Zoom de la segunda medición.

(b) Zoom de la cuarta medición.

Figura 47: Zoom de algunas mediciones.

## **4. Apéndice A: Guías de ejercicios**

### **4.1. Guía 4**

[http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P4-Fuentes\\_V2.pdf](http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P4-Fuentes_V2.pdf)

### **4.2. Guía 5**

[http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P5-Realimentaci%C3%B3n-positiva\\_V2.pdf](http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P5-Realimentaci%C3%B3n-positiva_V2.pdf)

### **4.3. Guía 6**

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/08/P6-Logica-Combinacional-y-Secuencial.pdf>

## **5. Apéndice B: Entrega de ejercicios**

### **5.1. Primera entrega**

<https://www.overleaf.com/read/mkrfgjwxqddc>

### **5.2. Segunda entrega**

<https://www.overleaf.com/read/nryfvpjqmrfc>

### **5.3. Tercera entrega**

<https://www.overleaf.com/read/gscmpvkfkgyx>

### **5.4. Quinta entrega**

<https://www.overleaf.com/read/qwxzyvpvdkfp>

### **5.5. Sexta entrega**

<https://www.overleaf.com/read/fncyrhrcwpqv>

## **6. Apéndice C: Presentaciones**

### **6.1. Transistores**

[http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/09/P3-Transistores\\_V21.pdf](http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/09/P3-Transistores_V21.pdf)

### **6.2. Temporizador 555**

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P5-Temporizador555.pdf>

### **6.3. Circuitos Digitales**

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/10/P6-Digital.pdf>

### **6.4. Arduino y protocolo de comunicacion SPI**

<http://materias.df.uba.ar/leb2019c2/files/2019/11/P7-Arduino.pdf>