

Electrónica Analógica

Dossier de Prácticas

José Antonio
Soria Pérez

Departament d'Enginyeria Electrònica
Escola Superior D'Enginyeria Industrial,
Aerospacial i Audiovisual de Terrassa





Índice de contenidos

Práctica 1. Generación y medida de señales para prototipos electrónicos.....	2
Práctica 2. Etapa Amplificadora de tensión con BJT en Emisor Común.....	26
Práctica 3. Etapas de Salida en clase A y AB.....	40
Práctica 4. Introducción al Amplificador Operacional (OPAMP).....	52
Práctica 5. Aplicaciones con OPAMPS y Limitaciones Estáticas.....	65
Práctica 6. Circuitos RC: Respuesta Escalón y Régimen Sinusoidal.....	84
Práctica 7. Diagrama de Bode con Circuitos RLC.....	109
Práctica 8. Filtros Activos de Señal.....	127



Práctica nº 1

Generación y medida de señales para prototipos electrónicos

1.0 Preámbulo

Centrándose en el *generador de funciones* (Agilent 33120). y el *osciloscopio digital* (Agilent 54621) , este tutorial tiene como objetivo principal volver a repasar las técnicas básicas sobre medidas de señales y enseña a utilizar funciones avanzadas de estos instrumentos. Para ello se realizarán medidas tanto en el dominio temporal como en el dominio frecuencial.

Inicialmente, se contempla **1 única sesión** de laboratorio **2 sesiones** para el desarrollo de los apartados indicados en este documento. Para ello, hay que realizar los procedimientos y tareas marcados con la letra “**T**” (**tareas**) y anotar los resultados en el formulario que hay al final de este documento, y que corresponden a los datos que se solicitan en los apartados marcados con letra “**R**” (**resultados**).

Dado que la evaluación de laboratorio se realiza mayoritariamente en base a una prueba técnica en la última sesión del curso, se considera **MUY IMPORTANTE** entender tanto los procedimientos como los resultados que se obtienen en este tutorial.

1.1 Manual del Generador de Funciones y Osciloscopio

El osciloscopio 54621 y el generador de funciones 33120 son equipos digitales que aunque aparentemente presentan unos paneles convencionales, semejantes a los que tradicionalmente han presentado los equipos analógicos correspondientes, su estructura interna es radicalmente diferente. Esta basada en un procesador controlado por un firmware complejo y dotado de los recursos de entrada/salida necesarios para muestrear las señales de entrada, generar las señales de salida, y mostrar los resultados de su operación sobre un display alfanumérico o gráfico.

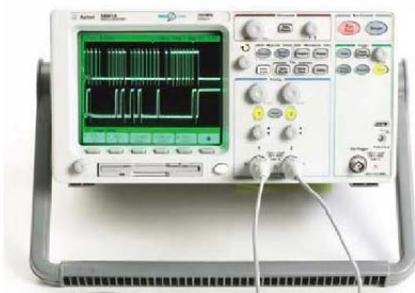


Fig. 1.1 Osciloscopio (Agilent 54621).



Fig. 1.2. Generador de funciones (Agilent 33120).

Las características específicas de los equipos digitales son:

- Su funcionalidad se controla mediante menú. Esto hace que los paneles sean mucho más simples, pero que tienen que ser conocidos por el usuario ya que sólo se muestran cuando se navega por ellos.
- Su funcionamiento interno se basa en procesos de muestreo de las señales, que se codifica mediante códigos digitales y que se procesan mediante algoritmos discretos. Esto introduce muchas posibilidades nuevas de funcionalidad, pero también nuevos fallos derivados de los errores de cuantización y de los errores de muestreo.
- Ofrecen nuevas capacidades para proporcionar información cuantitativa elaborada de las señales que en los equipos analógicos tenían que deducirlas el operador, interpretando los resultados gráficos. Los resultados que proporcionan son más objetivos, pero también susceptibles de ocultar errores como consecuencia de un estado de operación inadecuado.

1.1.1 Osciloscopio Agilent 54621

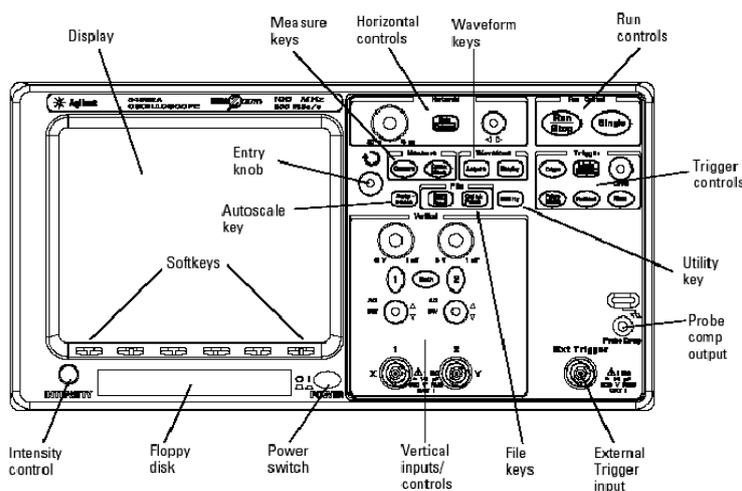
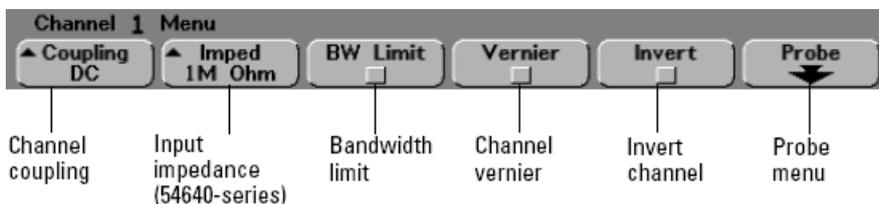


Fig. 1.3. Panel frontal del osciloscopio (Agilent 54621).

a) **Configuración de los canales analógicos:** La configuración los canales analógicos se realiza mediante el siguiente menú, que aparece al pulsar las teclas “1” o “2”.



Coupling

- DC: Se visualiza la señal con todo el espectro DC –100 MHz.
- AC: Se introduce un filtro de paso alto de 3.5 Hz.
- GND: Se cortocircuita a tierra la señal.

BW Limit

- Off : Se visualiza la señal con todo se espectro DC-100 MHz.
- On : Se introduce un paso bajo de 20 MHz para reducir el nivel de ruido.

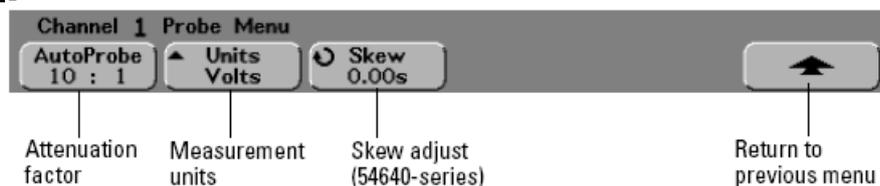
Vernier

- Off : La ganancia del canal se modifica a los valores normalizados 1-2-5-10.
- On : La ganancia del canal se modifica en pasos mas finos.

Invert

- Off: Se visualiza la señal sin cambio de polaridad.
- On: Se visualiza la señal con la polaridad cambiada.

Probe : Selecciona un nuevo menú para la configuración de la sonda que se empleará en las medidas. Este menú permite seleccionar parámetros adicionales de la sonda tales como factor de la atenuación y unidades de medida



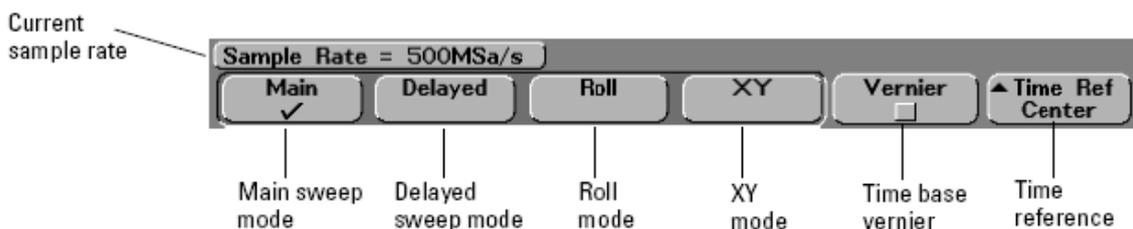
Attenuation factor :

- 1 : No se introduce ganancia adicional.
- 10 : Se introduce una ganancia x10 para compensar la atenuación de la sonda.
- 100: Se introduce una ganancia x100 para compensar la atenuación de la sonda.

Measurement units :

- Volts : Sonda de tensión.
- Amps : Sonda de corriente.

b) Configuración de la base de tiempo: Para la configuración de la base de tiempos pulsar la tecla “Main/Delayed”.



Main : Selecciona el control de la base de tiempo principal.

- Time/Div : Controla el factor de conversión de tiempo.
- Delay : Controla el retraso de la señal que se visualiza.

Delayed: Representa la señal con una doble base de tiempo.

XY: La señal del canal 1 controla el desplazamiento horizontal y la señal del canal 2 controla el desplazamiento vertical. Se generan las figuras de Lissajous que son útiles para calcular desfases.

Roll: Causa que la forma de onda se mueva lentamente a través del display. Sólo opera con la base de tiempo ≥ 500 ms/div. En este modo no hay trigger.

Vernier

- Off: La base de tiempo se modifica en los valores estándar 1-2-5-10.
- On: La base de tiempo se modifica en valores muy finos.

Time Ref

- Center: El tiempo de referencia que coincide con el disparo y que se marca con el símbolo (▼), se centra en el punto medio de la pantalla en el margen superior del display.
- Left: El tiempo de referencia se sitúa próximo al margen izquierdo.

c) Configuración del sistema de disparo: El sistema de sincronización o disparo (trigger) detecta un instante característico de la forma de onda periódica que se desea visualizar.

Este instante de tiempo será el inicio del barrido, es necesario conseguir que cada barrido comience siempre en el mismo punto, de forma que los sucesivos barridos de la traza reproduzcan segmentos de señal semejantes.

Si el comienzo de la generación de las rampas no se realiza de forma síncrona con la forma de onda que se visualiza, en la pantalla aparecen imágenes múltiples (figura 4). En cambio si se sincroniza con un instante específico de la forma de onda periódica seleccionando un nivel de disparo, las sucesivas visualizaciones que corresponden a sucesivos barridos se superponen sobre la imagen (figura 5). Así que la selección de un nivel de disparo correcto es fundamental para obtener una imagen estable de la señal periódica a visualizar.

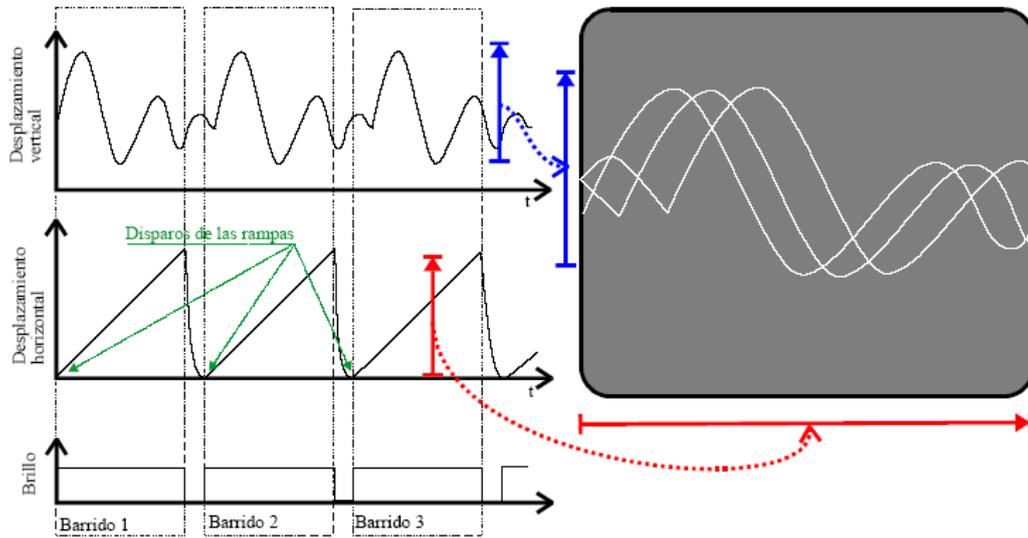


Fig. 1.4. Imágenes múltiples.

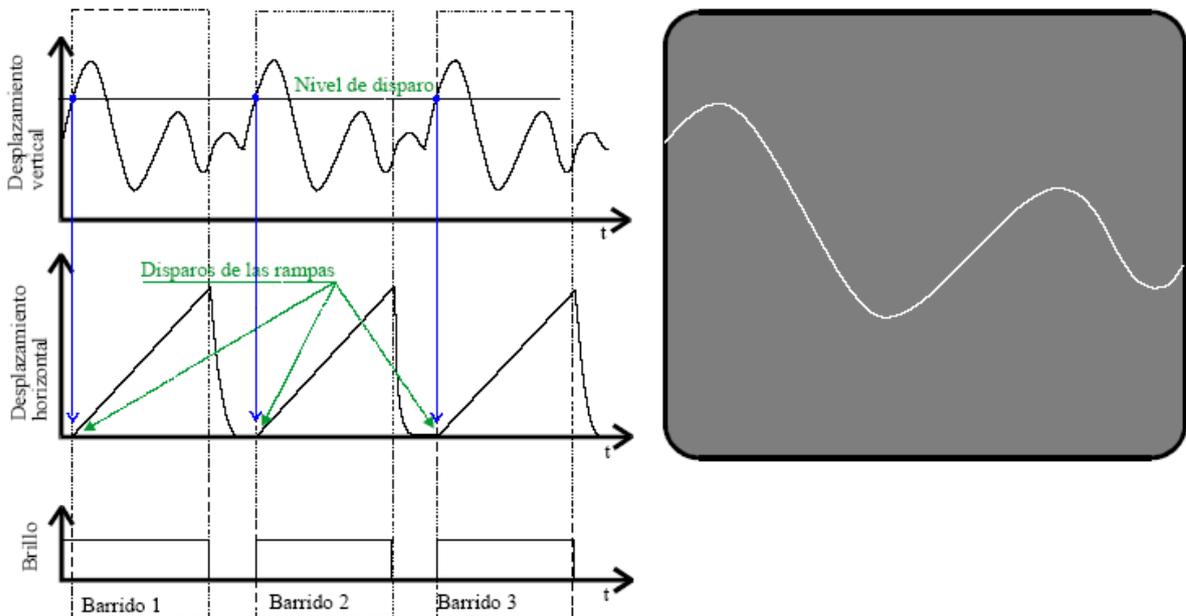


Fig. 1.5. Imágenes superpuestas.

Para configurar el modo de disparo del trigger pulsar la tecla “**Mode Coupling**”



Mode: Establece el criterio que se utiliza para producir el disparo de la base de tiempo.

AutoLvl: El osciloscopio primero intenta al disparador Normal, si pasado un tiempo no se encuentra la condición de disparo, el osciloscopio se autodispara.

Auto: Se utiliza como nivel de disparo el valor medio de la señal que se utiliza como referencia para el trigger. No se utiliza autodisparo.

Normal: La visualización se realiza cuando se resuelven las condiciones de disparo, sino no se produce la actualización de la imagen.

Coupling: Establece el flanco y el modo de filtrado de la señal que se utiliza como referencia.

Coupling DC/AC: La señal de referencia se introduce directamente o a través de un filtro paso alto con una frecuencia de corte de 10 Hz que elimina el nivel de continua.

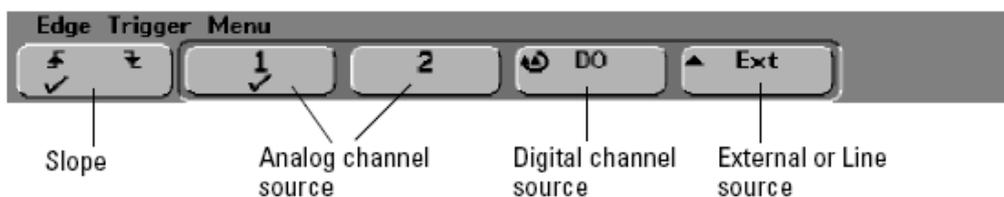
Noise Reject (ON/OFF): La señal de referencia se filtra o no a través de un filtro de 1 MHz para eliminar el ruido.

HF Reject (ON/OFF): La señal de referencia se introduce directamente, a través de un filtro paso alto de 50 Hz.

Holdoff: Define el intervalo de tiempo que el osciloscopio espera antes de iniciar un nuevo disparo. Esta opción se utiliza para poder visualizar señales de onda complejas.

External: Permite la configuración de la sonda que proporciona la señal externa de disparo (para el caso que se seleccione una fuente de disparo externa).

Para seleccionar la fuente de disparo pulsar la tecla “**Edge**”.



Slope: Establece el flanco de la señal que se utiliza como referencia.

Flanco +: El disparo se produce cuando la señal de referencia supere el nivel de disparo.

Flanco -: El disparo se produce cuando la señal de referencia caiga por debajo del nivel de disparo.

Analog channel source: Permite seleccionar la señal que se utiliza como referencia para establecer el instante de disparo de la base de tiempo.

Channel 1: Se utiliza la señal del canal 1.

Channel 2: Se utiliza la señal del canal 2.

External or Line source:

Line: Se utiliza la señal de red.

External: Se utiliza la señal externa que se introduce por una entrada independiente.

- d) **Procesamiento matemático de las señales:** Permite generar una nueva señal a través de la composición suma, resta o multiplicación de las señales de entrada. También es posible realizar la derivada, la integral o la FFT de una de las dos señales. Para la selección de este menú hay que pulsar la tecla "Math".



Settings: Permite configurar la operación seleccionada por el resto de opciones del menú.

FFT: Se realiza la FFT de la señal del canal seleccionado o de la función matemática $1 + 2$, $1 - 2$ o $1 * 2$.

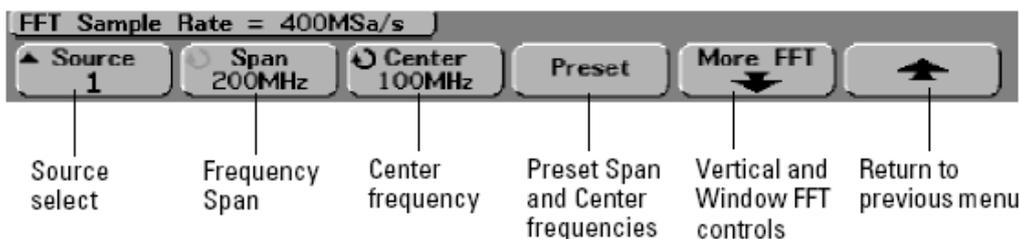
1*2: Se genera una señal que es la multiplicación de las señales de entrada.

1-2: Se genera una señal que es la diferencia de las señales de entrada, o la suma si se invierte la señal del canal 2.

dV/dt: Se realiza la derivada de la señal del canal seleccionado.

∫Vdt: Se realiza la integral de la señal del canal seleccionado.

La FFT se utiliza para calcular transformada rápida de Fourier de las entradas analógicas o las funciones matemáticas $1 + 2$, $1 - 2$ o $1 * 2$. Al realizar la FFT la magnitud del espectro está en dBV_{rms} ($0 \text{ dBV}_{\text{rms}}$ se corresponden con la amplitud de una señal senoidal de 1 V_{rms}). La configuración de la operación FFT se realiza a partir del siguiente menú, el cual se obtiene al pulsar la opción "settings" una vez seleccionada dic operación.



Source: Selección del canal sobre el que se realiza la FFT.

1: Se selecciona el canal 1.

2: Se selecciona el canal 2.

1+2: Selecciona la función matemática 1+2.

1-2: Selecciona la función matemática 1-2.

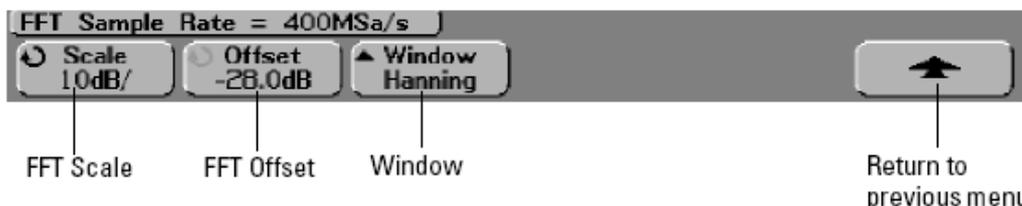
1*2: Selecciona la función matemática 1*2.

Span: Permite fijar la anchura total del espectro resultante de realizar la FFT. Si se divide el Span entre 10 se puede calcular el número de Hercios por división.

Center: Permite fijar la frecuencia central del espectro resultante de realizar la FFT.

Preset: Fija los valores de Span y de la frecuencia central para que todo el espectro sea visualizado en la pantalla. La frecuencia máxima disponible es la mitad de la frecuencia efectiva de muestreo.

More FFT



Scale: Permite seleccionar el factor de escala expresado en dB/div.

Offset: Permite añadir un nivel de offset al resultado de la FFT para desplazarlo verticalmente por la pantalla.

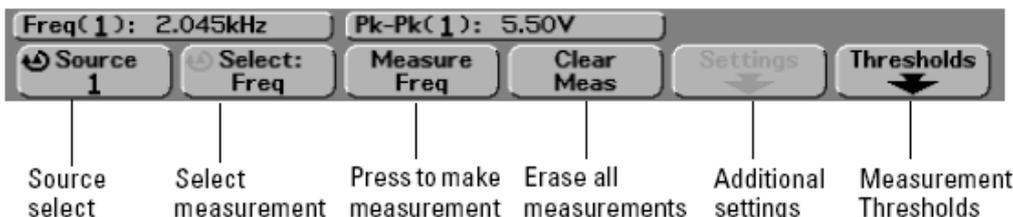
Window: Permite seleccionar el tipo de ventana que se aplicará a la FFT.

Hanning: Ventana para hacer medidas exactas de la frecuencia o para poder diferenciar entre dos frecuencias muy cercanas.

Flat top: Ventana para hacer medidas exactas de la amplitud.

Rectangular: Buena resolución en frecuencia y amplitud. Suele usarse cuando no hay efectos de dispersión. Usualmente es el tipo de ventana empleado para realizar la FFT de señales cuya forma de onda es similar a este tipo de ventana.

e) **Medidas automáticas:** Para realizar medidas automáticas pulsar la tecla “Quick Meas”, nos aparecerá el siguiente menú:



Source: Selección del canal sobre el que se realizan las medidas.

- 1: Se selecciona el canal 1.
- 2: Se selecciona el canal 2.

Select: Selección de la medida a realizar. Existen diferentes tipos de medidas, algunas de ellas se detallan en la figura 6.

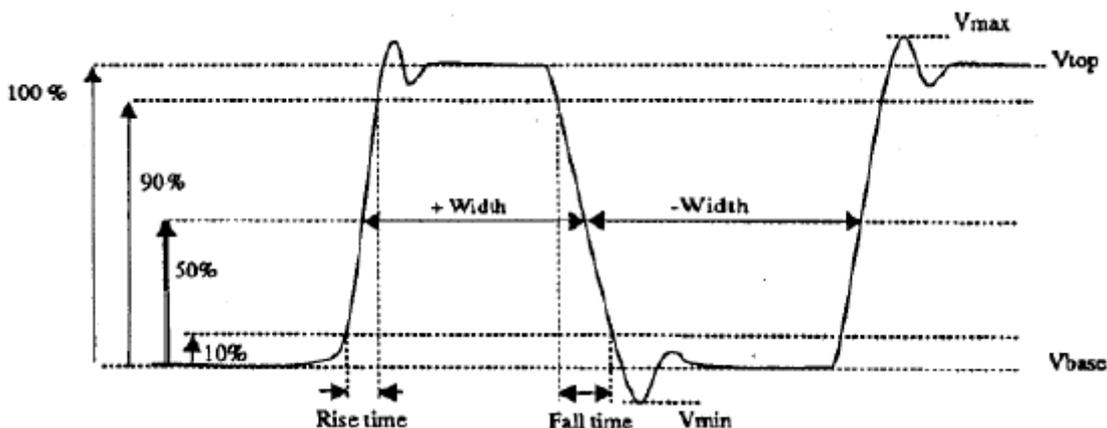


Fig. 6. Posibles medidas de una señal cuadrada.

Tiempo: Permiten calcular características de la temporización de las formas de onda que se están visualizando sobre la pantalla

Freq: Frecuencia de la señal seleccionada.

Period: Periodo de la señal seleccionada.

Duty cycle: Relación pulso/no pulso de una señal cuadrada.

-Width, +Width, Rise time y Fall time: Cálculo de tiempos de una forma de onda tipo pulso.

Voltaje: Permiten calcular características sobre las tensiones de las formas de onda que se está visualizado en la pantalla.

Vpp : Tensión pico a pico de la señal representada en la pantalla.

Vavg : Tensión media de la señal representada en la pantalla (nivel de continua).

Vrms : Valor eficaz de la señal representada en la pantalla.

Vmax: Valor de pico positivo de la señal representada en la pantalla.

Vmin: Valor de pico negativo de la señal representada en la pantalla.

Vtop: Valor estacionario positivo al que tiende la señal representada en la pantalla.

Vbase: Valor estacionario negativo al que tiende la señal representada en la pantalla.

Clear Meas: Elimina las opciones de medida seleccionadas previamente.

- f) **Medida con los cursores:** Los cursores son los recursos con los que es posible realizar medidas sobre la pantalla. pueden ser introducidos o retirados de la pantalla mediante la tecla "Cursors". Los valores numéricos que aparecen en la zona de medidas de la pantalla indican su situación .



Mode: .

Normal: Obtener valores de tensión y tiempo.

Binary: Obtener valores en binario (señales digitales).

Hex: Obtener valores en hexadecimal (señales digitales) .



Source: Selección del canal sobre el que se realizan las medidas.

1: Se selecciona el canal 1.

2: Se selecciona el canal 2.

Math: Se selecciona el resultado del procesado matemático realizado .

X Y: Selección de la medida a realizar.

X (**cursores verticales**): Para medir tiempos.

Y (**cursores horizontales**): Para medir tensiones.

- g) **Modos de visualización:** Existen diferentes modos de visualización, para acceder a ellos hay que pulsar la tecla "Acquire", que controla el origen de la traza que se visualiza en la pantalla.



Normal: Se visualiza en la pantalla la señal que se ha adquirido en el último barrido.

Peak Det: Monitoriza en la traza cualquier impulso de anchura superior a $5 \mu\text{s}$ aún cuando sea inferior al periodo de muestreo que corresponda a la base de tiempo establecida (sólo es necesaria en bases de tiempo mas lentas de 1ms/div).

Average: Representa en la pantalla una traza que corresponde al promedio de las señales obtenidas en los 1, 2, 4, 8, 64, 128, 256, ..., 16384 últimos barridos. Con ello se reduce en un factor 1, 1.41, 2, 2.8, 8, 11.3, 16, ..., 128 la amplitud de los ruidos que sean asíncronos con el instante de disparo.

1.1.2 Generador de Funciones Agilent 33120

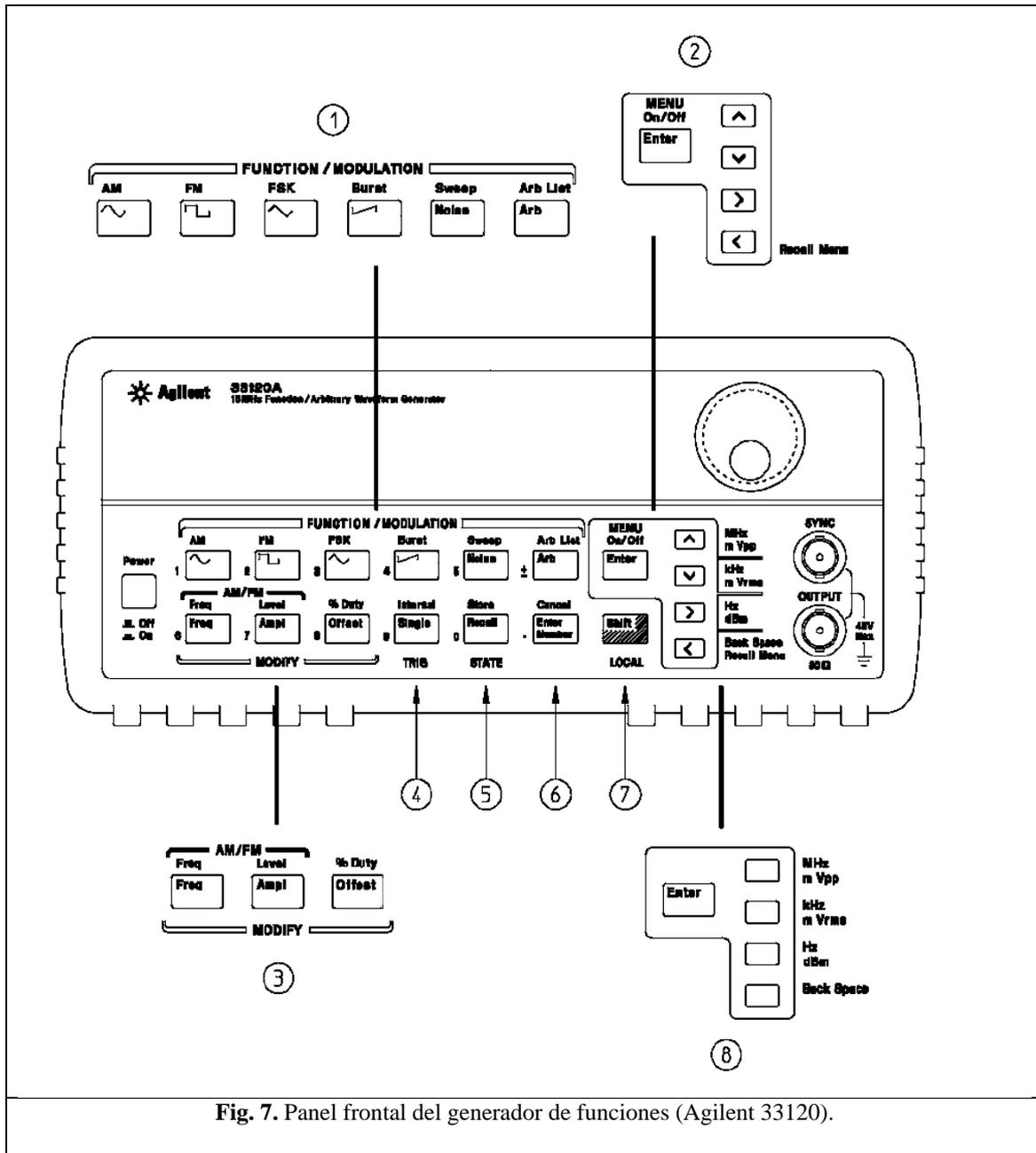


Fig. 7. Panel frontal del generador de funciones (Agilent 33120).

- | | |
|---|---------------------------------------|
| 1 Function / Modulation keys | 5 Recall / Store instrument state key |
| 2 Menu operation keys | 6 Enter Number key |
| 3 Waveform modify keys | 7 Shift / Local key |
| 4 Single / Internal Trigger key
(Burst and Sweep only) | 8 Enter Number "units" keys |



Function/Modulation keys: Permite seleccionar el tipo de señal a generar y el tipo de modulación.

- Senoidal.
- Cuadrada.
- Triangular.
- Diente de sierra.
- Noise : Ruido.
- Onda arbitraria (“Arb”).

Con la tecla “**Shift**” + las siguientes teclas podemos acceder al resto del menú.

- AM: Modulación AM.
- FM: Modulación FM.
- FSK: Modulación FSK.
- Sweep: Generación de barrido frecuencial. Se genera una señal senoidal cuya frecuencia inicial correspondiente al valor de la frecuencia mínima introducido. La frecuencia de la señal se incrementa linealmente hasta llegar a la frecuencia máxima especificada, una vez finaliza el proceso se vuelve a iniciar el ciclo.
- ARB list: Selección de la señal arbitraria a generar.

Menu operation keys: Para la configuración del generador de funciones. Para acceder a dicho menú hay que pulsar la teclas “**Shift + Enter**”

Waveform modify keys: Permite variar diferentes parámetros de la señal generada.

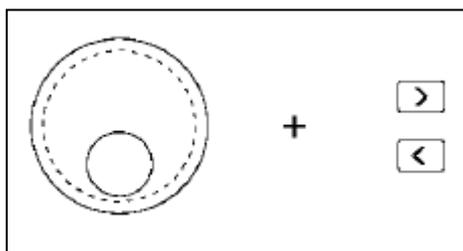
- Freq: Este control ajusta de forma continua la frecuencia de la señal que a generar.
- Ampl: Este control ajusta la amplitud de la señal que a generar.
- Offset: El "offset" es el nivel de tensión continua sobre la que varía $v(t)$ (la señal generada).

Con la tecla “**Shift**” + las siguientes teclas podemos acceder al resto del menú.

- Freq: Este control permite ajusta la frecuencia moduladora (Solamente para modulación AM/FM).
- Level: Este control permite ajustar el índice de modulación (Solamente para modulación AM/FM).
- % Duty: Permite variar el ciclo de trabajo de la señal a generar (solamente para señal cuadrada).

- a) **Formas de introducir los valores numéricos:** Existen diferentes maneras de introducir los valores numéricos referidos a los parámetros de la señal a generar.

Utilizando el dial y los cursores:





Utilizando los cursores para editar individualmente cada uno de los dígitos correspondientes al parámetro a introducir:

	Incrementar el valor del dígito
	Decrementar el valor del dígito
	Cambiar de dígito hacia la derecha
	Cambiar de dígito hacia la izquierda

Mediante la tecla “Enter number” e introduciendo el valor número mediante el teclado especificando las unidades apropiadas, y pulsando la tecla “Enter” para finalizar el proceso:

The diagram shows a control panel with a numeric keypad (0-9, ±, .) and a cursor. To the right are unit selection buttons: MHz, kHz, Hz, dBm, and Back Space. An Enter key is located at the bottom right.

b) **Selección de la impedancia de carga conectada al generador de funciones:** El generador de funciones permite especificar si la impedancia presente entre sus terminales es una impedancia de 50Ω o es un circuito abierto. Una selección de una impedancia incorrecta, dará lugar a una amplitud de la señal de salida diferente al valor especificado. Nosotros trabajaremos con una impedancia equivalente a un circuito abierto, para seleccionar dicha impedancia de carga se deberá entrar en la configuración del equipo:

Shift	A: MOD MENU
Menu On/Off	



> > >

D: SYS MENU

1: OUT TERM

∨

HIGH Z

∨ >

Enter



1.2 Trabajo de Laboratorio

1.2.1 Medidas de amplitudes y frecuencia

T1. Obtener una señal senoidal de 1 kHz de frecuencia con el generador de funciones y seleccionar la mínima amplitud que permita el generador (100 mV_{pp}).

T2. A continuación seleccionar el nivel máximo de continua que permita el generador (200 mV).

T3. Con el osciloscopio acoplado en **continua (DC)**, medir el nivel de continua de la senoide.

T4. Con el osciloscopio acoplado en **alterna (AC)**, medir la amplitud y frecuencia de la senoide.

Nota: Ha de ajustar los instrumentos de manera que pueda realizar la medida con la máxima precisión, y de la manera más óptima posible, al visualizar la pantalla. Para ello es recomendable observar un mínimo de 2 divisiones verticales para medir magnitudes de tensión, y observar un máximo de 2 ciclos completos de la señal por pantalla.

R1. Obtener la gráfica de la señal del osciloscopio en ambos casos y anotar los valores obtenidos con la ayuda de los cursores del osciloscopio. Indique la configuración del osciloscopio.

T5. Con el osciloscopio acoplado en AC, y una escala vertical de 20 mV, cambiar el nivel de disparo (**TRIGGER**) a 60 mV, utilizando el modo de disparo "Auto".

R2. ¿Qué sucede y por qué?

1.2.2 Medida de tiempos

La medida de tiempos se realizará sobre señales cuadradas

T6. Seleccionar con el generador de funciones una señal cuadrada de 100 kHz de frecuencia y con un rango de tensión entre 0 y 1 V.

T7. Seleccionar un ciclo de trabajo (CT) del 30% en el generador y medir las características de la señal con el osciloscopio.

Nota: $CT = 100 \cdot (t_{1V}/T) = \%$; donde t_{1V} es el tiempo que la señal vale 1V medido en un ciclo de la señal.

R3. Medir la frecuencia, amplitud y nivel de continua de la señal cuadrada con los cursores del osciloscopio. Comparar los resultados que se obtienen **visualmente** (en base a los cursores y al conteo de divisiones de la retícula del osciloscopio) y de manera **automática** (opción *Measure* del osciloscopio). Mida en ambos casos el valor medio de la señal

¿Qué diferencias o limitaciones existen entre el modo visual y el automático?



R4. Medir los tiempos de $t_{(1V)}$ y $t_{(0V)}$ tanto de manera visual como automáticamente. ¿Cuánto vale el ciclo de trabajo (CT)?

Los tiempos de transición de subida (t_{rise}) y bajada (t_{fall}) de señales cuadradas corresponde al intervalo de tiempo en que la señal va del 10% al 90% del valor máximo. Por ejemplo, si la señal cuadrada varía entre 0 y 1 V, sería de 0.1V a 0.9V y viceversa.

Dado que se tratan de valores que suelen ser muy pequeños, habitualmente se requiere sincronizar el osciloscopio mediante **flanco ascendente** en el tiempo de subida y mediante **flanco descendente** en el de bajada, además se debe expandir bien la base de tiempos para tener una buena resolución en la medida.

T8. Sincronizar el osciloscopio con flanco ascendente, para medir el tiempo de subida (t_r)

R5. Medir el tiempo de subida de la señal cuadrada mediante los cursores del osciloscopio y comprobar los resultados con las medidas automáticas.

1.2.3 Espectro frecuencial

En este apartado se va a medir el espectro frecuencial de diferentes tipos de señales. En primer lugar se medirá el espectro de señales senoidales, cuadradas y triangulares.

T9. Seleccionar una señal senoidal de 10 kHz y 1 V de amplitud de pico.

T10. Medir el espectro de la señal con el osciloscopio (**Modo FFT.- Fast Fourier Transform**), seleccionando una frecuencia central $f_0 = 100 \text{ kHz}$ y un **SPAN** de 200 kHz (de esta forma se puede visualizar el espectro de la señal en una ventana entre $f_{min} = 0\text{Hz}$ y $f_{max} = 200 \text{ kHz}$).

R6. Obtener la gráfica del espectro visualizada en el osciloscopio y dar los datos de frecuencia y amplitud (en dBV_{rms} y V_p) observados para la componente fundamental. Repetir el proceso con una señal senoidal de 10 kHz y una amplitud de $2 V_p$.

T11. Seleccionar una señal cuadrada, con un ciclo de trabajo del 50%, una frecuencia de 10 kHz y una amplitud de $1 V_p$. A continuación generar una señal triangular de 10 kHz y una amplitud de $1 V_p$.

R7 Obtener la gráfica del espectro visualizada en el osciloscopio y dar los datos de frecuencia y amplitud observados en el primer armónico, es decir, a la frecuencia principal de 10 kHz.

¿Qué diferencia en dB existe entre el primer armónico (10 kHz) y el tercero (30 kHz) en ambas señales? ¿Y entre el primero y el décimonoveno (190 kHz)? A partir de la respuesta a esta

T12. Seleccionar una rampa de 10 kHz y 1 V de amplitud de pico.

R8. Obtener la gráfica del espectro visualizada en el osciloscopio y dar los datos de frecuencia y amplitud observados en el primer armónico, es decir, a la frecuencia principal de 10 kHz.



¿Qué diferencia en dB hay entre el primer armónico (10 kHz) y el segundo (20 kHz)? ¿Qué diferencia se observa en el espectro de esta señal, comparando con el espectro de una señal cuadrada o triangular (señales simétricas en general)?

Armónico 1 – armónico 2: dB

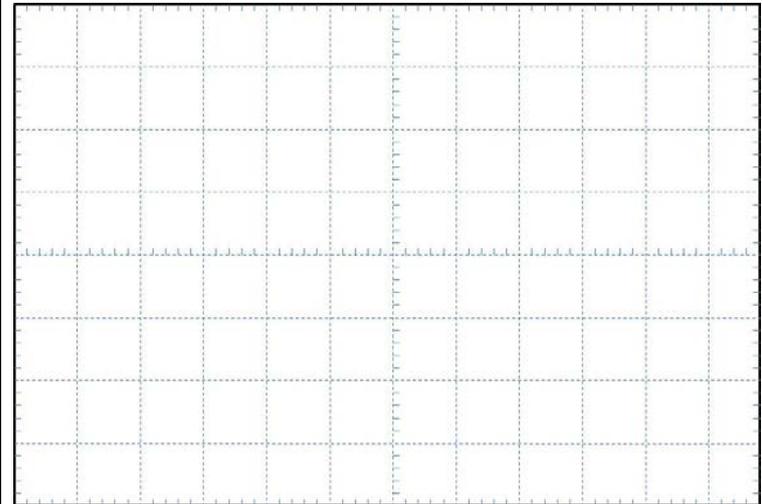


Anexo 1 – Resultados de laboratorio

 <p>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH</p> <p>Escola d'Enginyeria Tècnica de Terrassa</p>	 <p>EEL</p>
<p>Práctica 1</p> <p>Generación y medida de señales para prototipos electrónicos</p>	
<p>Estudiantes:</p>	

R1. Medidas de Amplitudes y Frecuencia

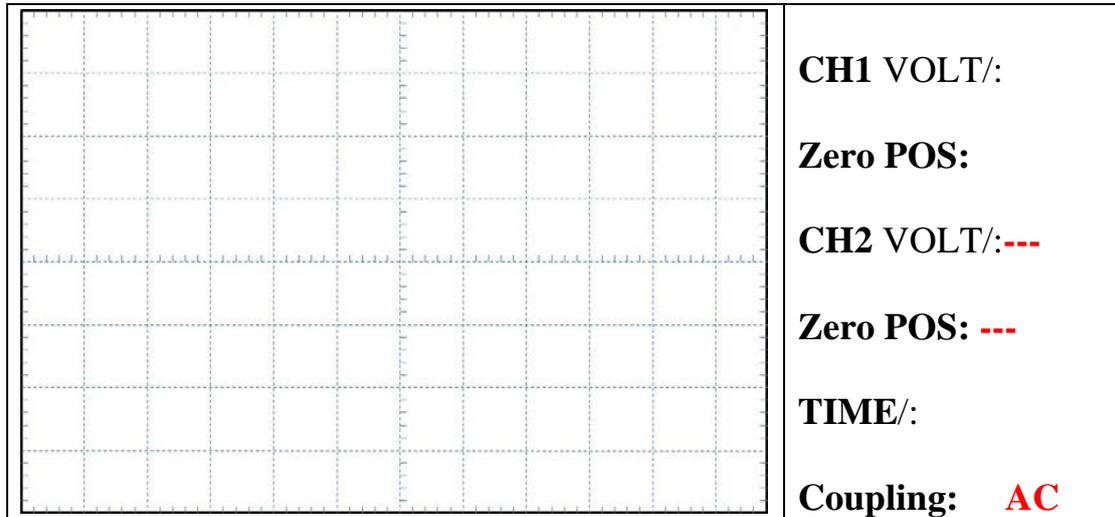
Acoplamiento **DC**

	CH1 VOLT/:
	Zero POS:
	CH2 VOLT/: ---
	Zero POS: ---
	TIME/:
	Coupling: DC

Nivel de Offset (DC): _____ mV



Acoplamiento AC

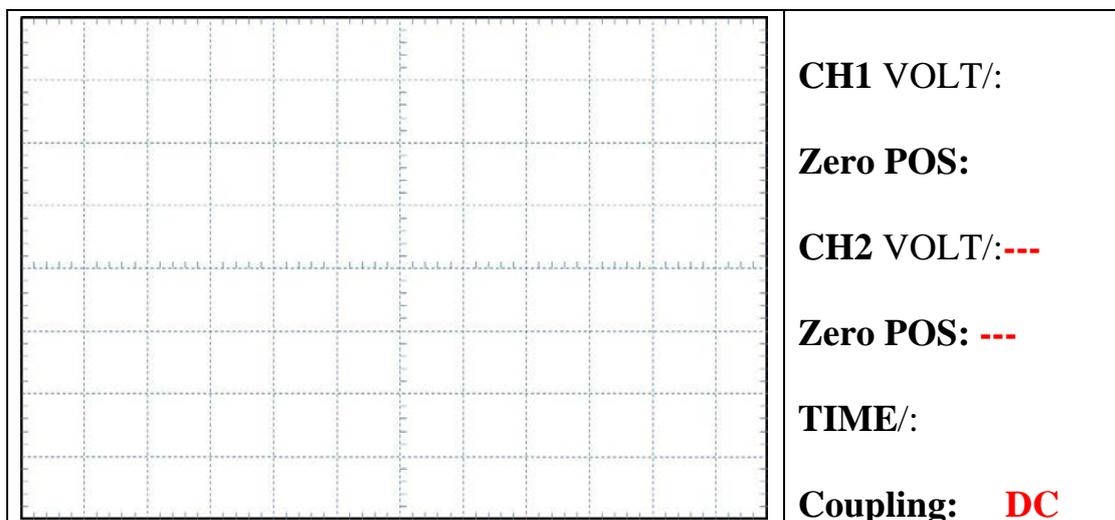


Amplitud: _____ V_{pp}

Frecuencia: _____ Hz

R2. Mecanismo Trigger

R3. Medidas de tiempo

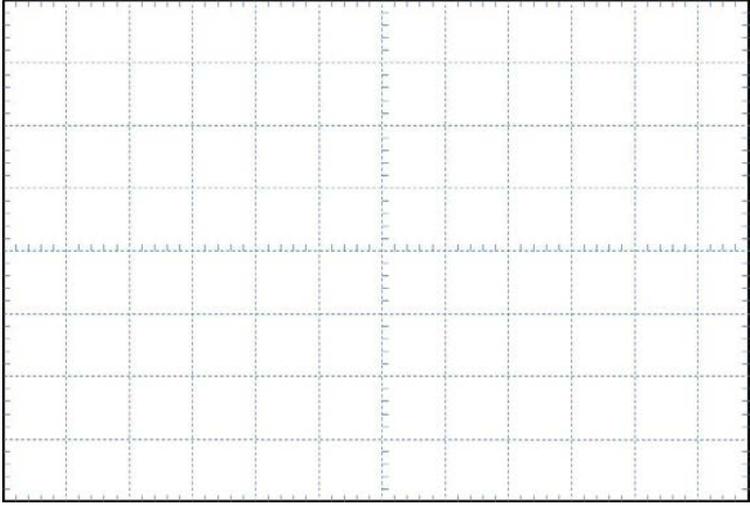




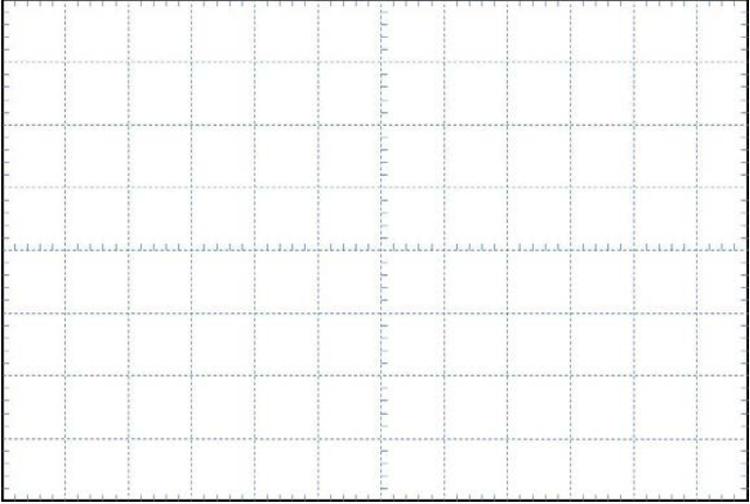
	V_{PP}	H_z	V_{avg}
Método Visual			
Método Automático			

R4. Medidas de $t_{(1V)}$ y $t_{(0V)}$

$t_{(1V)}$

	CH1 VOLT/:
	Zero POS:
	CH2 VOLT/: ---
	Zero POS: ---
	TIME/:
	Coupling: DC

$t_{(0V)}$

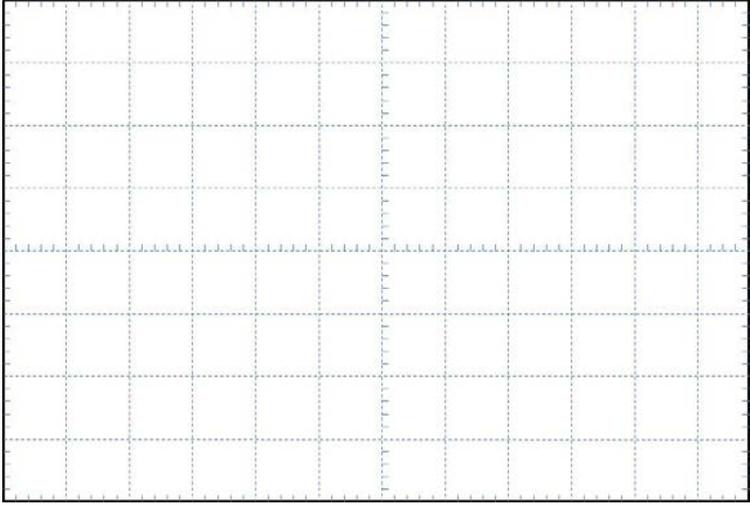
	CH1 VOLT/:
	Zero POS:
	CH2 VOLT/: ---
	Zero POS: ---
	TIME/:
	Coupling: DC



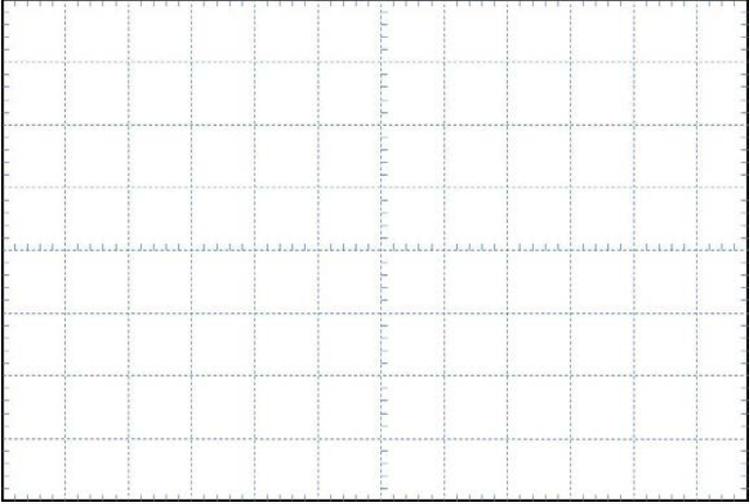
	$t_{(1V)}$	$t_{(0V)}$	CT
Método Visual			
Método Automático			

R5. Tiempos de subida (t_{rise}) y bajada (t_{fall})

t_{rise}

	CH1 VOLT/:
	Zero POS:
	CH2 VOLT/: ---
	Zero POS: ---
	TIME/:
	Coupling: DC

t_{fall}

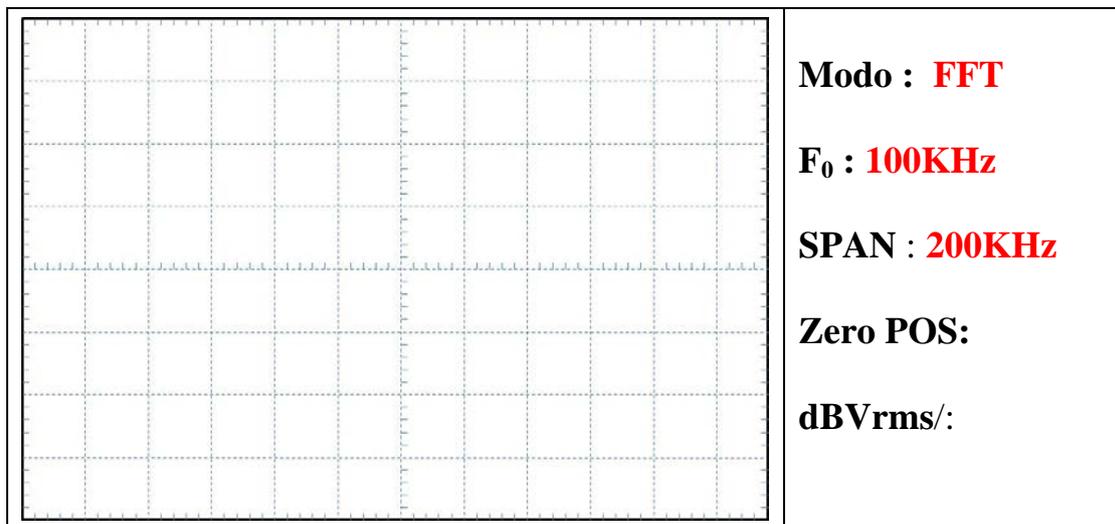
	CH1 VOLT/:
	Zero POS:
	CH2 VOLT/: ---
	Zero POS: ---
	TIME/:
	Coupling: DC



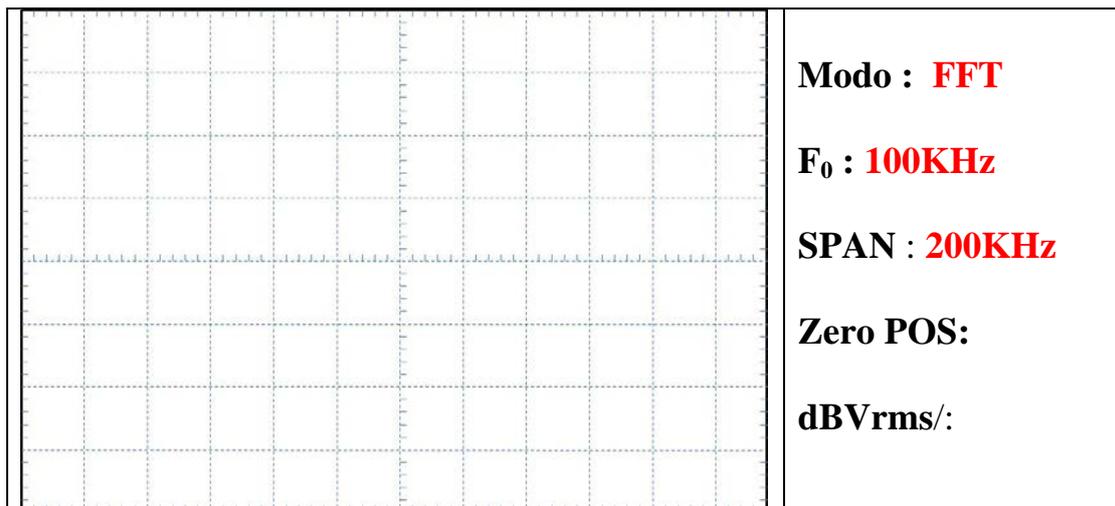
	t_{rise}	t_{fall}
Método Visual		
Método Automático		

R6. Espectro frecuencial de señal sinusoidal

$$V_P = 1V$$



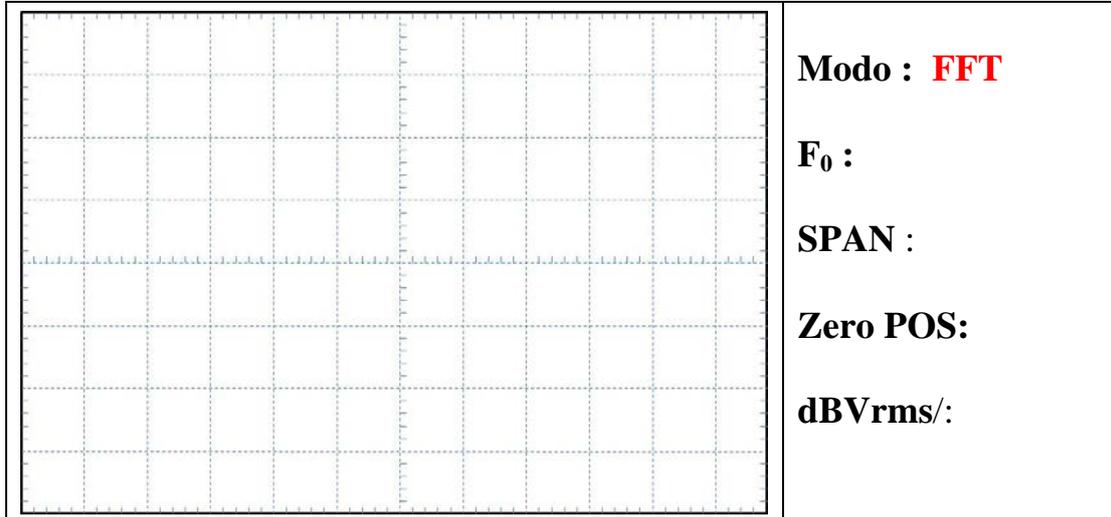
$$V_P = 2V$$



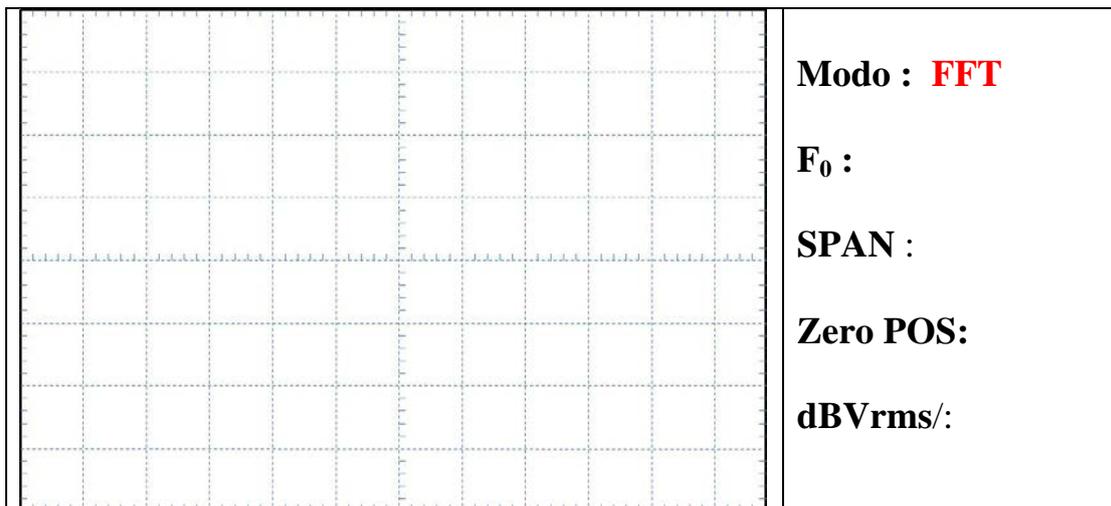


R7. Espectro frecuencial de señal cuadrada y triangular

Señal cuadrada: $V_p = \pm 1V$; $f = 10KHz$; $CT = 50\%$



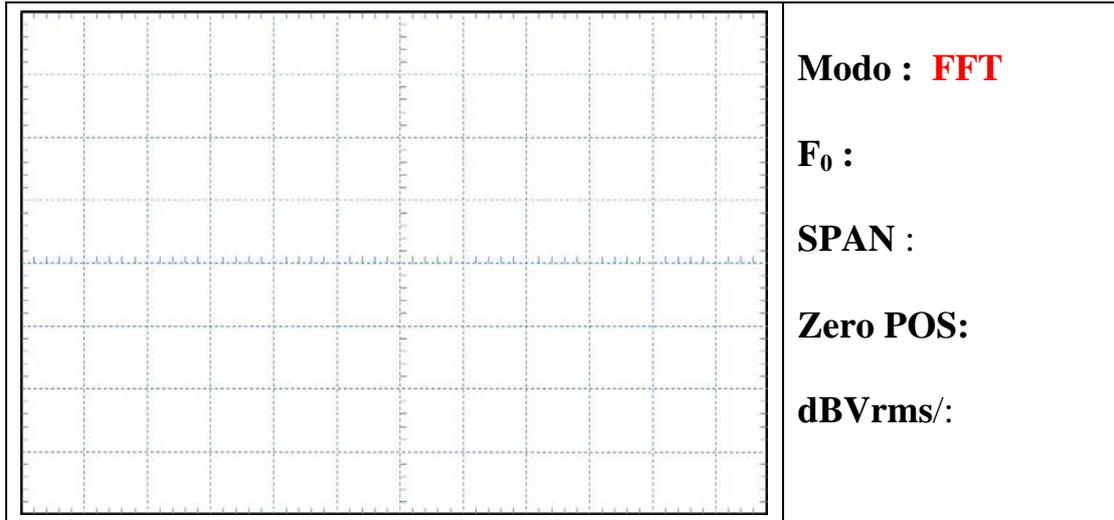
Señal triangular: $V_p = \pm 1V$; $f = 10KHz$;



	dBVrms (1er Armónico)	dBVrms (3er Armónico)	dBVrms (19º Armónico)
Señal Cuadrada			
Señal Triangular			



R8. Espectro frecuencial de una señal con forma de rampa



	dBVrms (10KHz)	dBVrms (20 KHz)
Señal Cuadrada		
Señal Triangular		

Práctica nº 2

Etapa Amplificadora de tensión con BJT en Emisor Común

2.0 Preámbulo

Centrándose en el circuito Amplificador de Tensión con BJT Emisor Común visto en clase (Fig. 2.1) en esta actividad de laboratorio estudiaremos su funcionamiento a nivel práctico comprobando los resultados que se obtienen a nivel experimental con los teóricos. El circuito, que está implementado en una placa (PCB.- *Printed Circuit Board*) contiene toda una serie de conectores y puntos de test para la conexión de los “jumpers” y facilitar las conexiones que habrá que hacer para obtener todos los datos solicitados en la práctica.

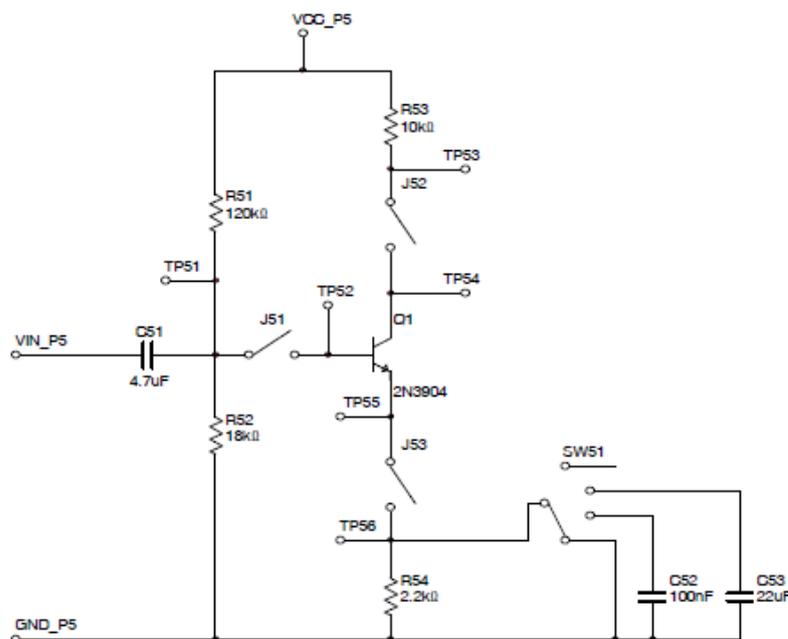


Figura 2.1 – Esquema eléctrico del Amplificador de Tensión con BJT de la PCB de prácticas

Inicialmente, se contempla **2 sesiones** de laboratorio para el desarrollo de los apartados. Para ello, hay que realizar los procedimientos y tareas marcados con la letra “**T**” (**Tareas**) y anotar los resultados “**R**” en el formulario que hay al final de este documento. Dado que la evaluación de laboratorio se realiza mayoritariamente en base a una prueba técnica en la última sesión del curso, se considera **MUY IMPORTANTE** entender tanto los procedimientos como los resultados que se obtienen en este tutorial. Al mismo tiempo se recuerda que habrá un seguimiento de las tareas de laboratorio realizada por cada grupo y que se utilizará en la valoración del apartado LAB1



2.1 Trabajo de Laboratorio

2.1.1 Cálculo teórico y Medida en DC de la Etapa Amplificadora de Tensión

R1. Determine teóricamente las variables eléctricas de reposo del amplificador (Polarización del BJT 2N3904) en el caso de que R_E sea nula ($R_{54} = 0$): I_B (Corriente de base); I_c (Corriente de colector); V_{CE} (Tensión Colector-Emisor). Indique las expresiones utilizadas y calcule el valor

¿En qué zona de trabajo se encuentra funcionando el transistor?

Nota: Considere las siguientes características del BJT sacadas de la hoja del fabricante:

$$V_{CESAT} = 60mV; \quad V_{BEY} = 0.7V; \quad \beta = 230$$

T1. Conecte una alimentación $V_{CC_P5} = 15V$ y deje sin conectar el generador en la entrada AC V_{IN_P5} . Seleccione la posición 1 del selector de **TP56** (**TP56** en la posición inferior) que cruza la resistencia R_E del circuito ($R_{54} = 0$).

T2. Abra el circuito en el colector (interruptor **J52** en la posición inferior).

R2 Mida la corriente de colector, I_c , del circuito conectando el amperímetro entre los puntos **TP53(+ Rojo)** y **TP54(-; Negro)** y anote el valor obtenido en la tabla de resultados.

T3. Conecte de nuevo el colector al circuito (**J52** posición superior) y abra el circuito por la base con (interruptor **J51** en la posición derecha).

R3. Repita el mismo proceso indicado en R2 para medir la corriente de base I_B entre los puntos **TP51** y **TP52**. Anote el resultado

R4. Cerrando la conexión entre **TP51** y **TP52** de nuevo (**J51** en la posición izquierda) mida la tensión colector-emisor, V_{CE} , conectando el voltímetro entre los puntos **TP54 (+)** y **TP55 (-)**. Anote el valor obtenido.

R5. Comente los resultados

T4. Habilite la conexión de $R_{54} = 2k2\Omega$ en el emisor del BJT seleccionando la **posición 4** del selector (**TP56** en la posición superior)

R6. Repita todos los apartados de **R1** a **R5** con esta nueva configuración del Amplificador de Tensión.

¿En cuál de las dos configuraciones el BJT trabajará como Amplificador de Tensión y por qué?



2.1.2 Cálculo Teórico y Medida de Ganancia de Tensión (K_V)

R7. Determine la expresión y calcule el valor teórico de la ganancia de tensión (K_V) en los dos casos siguientes: **1)** Con el condensador $C_{S3} = 22\mu F$ SIN CONECTAR al emisor del BJT (**posición 4 del selector TP56**); **2)** Con el condensador $C_{S3} = 22\mu F$ CONECTADO al emisor del BJT (**posición 3 de TP56**).

T5. Manteniendo la última configuración en T4, configure en el generador de funciones una señal **sinusoidal** de amplitud $V_{IN_P5} = 0.5V$ y una frecuencia $f = 2kHz$; y conecte la sonda a la entrada del circuito.

T6. Encienda el osciloscopio del laboratorio y conecte una sonda en el canal X (**CH1**) en paralelo con la entrada (V_{IN_P5}) y otra sonda en el canal Y (**CH2**) en la salida **TP54** (que a partir de ahora en adelante denominaremos v_{OUT}). Con ambos usando un acoplamiento en **AC**, configure los selectores de manera que observe dos ciclos completos por pantalla.

R8. Represente ambas forma de onda en la rejilla del Anexo. Anote los valores de pico de ambos canales e indique la ganancia (K_V).

Nota: Puede ayudarse de los cursores para realizar medidas visualmente o bien utilizar el menú de Medidas Automáticas (Quick Meas.) del osciloscopio.

T7. Configure el canal **CH2** del osciloscopio a un Acoplamiento **DC** y reajuste los canales para poder observar nuevamente las formas de onda.

R9. Represente de nuevo las formas de onda en la rejilla.

¿Qué sucede y por qué?

En este punto, ahora cambiará la configuración de entrada del circuito para obtener una tensión en el punto $V_{IN_P5} = 20mV$ de pico, ya que con el generador Agilent 33120 del laboratorio esto es **IMPOSIBLE** (V_{LP} mínima es de **50mV de pico**). Para ello tendrá que ayudarse del Breadboard y montar un circuito *reductor de tensión* que consiga reducir la magnitud de salida del generador.

T8. Vuelva a acoplar **CH2** de nuevo en **AC**, y conecte el punto **TP56** en la **posición 3** del selector de manera que el condensador $C_{S3}=22\mu F$ se conecta en paralelo con R_{54} .

T9. En el *Breadboard*, monte un divisor de tensión con dos resistencias $R_1 = 10k\Omega$ y $R_2 = 1k\Omega$, tal y como indica el esquema de la siguiente figura

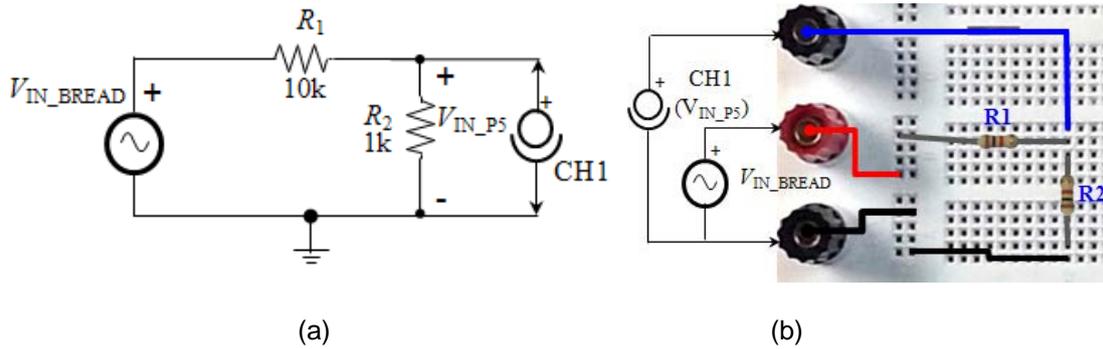


Figura 2.2. Implementación del circuito de atenuación de entrada para la medida de K_v . a) Esquema eléctrico. b) Montaje en *Breadboard*

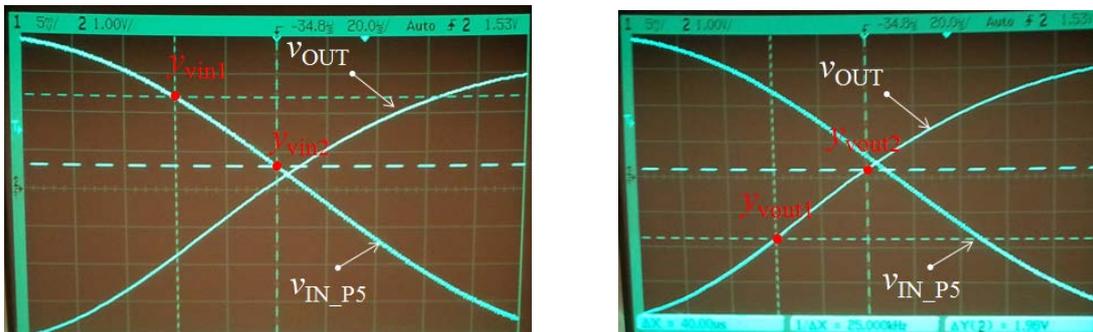
T10. Conecte el generador a la entrada de este circuito (V_{IN_BREAD}) y la salida en bornes de R_2 ($1k\Omega$) a la entrada de la placa (V_{IN_P5}).

Nota: Esto también incluye el punto de masa del generador (G_{ND})

T11. Coja como entrada éste último punto (V_{IN_P5}) y conecte el canal X del osciloscopio (CH1) para representarlo por pantalla y haga lo mismo con el canal Y (**CH2**) a la salida del amplificador de tensión en la placa ($v_{OUT} - TP54$).

T12. Observando las formas de onda en el osciloscopio, reduzca la magnitud de tensión del generador (V_{IN_BREAD}) hasta que observe una señal de salida v_{OUT} (CH2 del osciloscopio) que NO SE RECORTA por ninguno de los ciclos.

T13. Ajuste la sensibilidad de ambos canales de manera que pueda observar claramente UNA de las transiciones del ciclo de entrada (ascendente o descendente) y, en la zona MÁS LINEAL POSIBLE y ayudándose de los cursores, establezca la medida de tensión en los puntos Y_{vout1} e Y_{vout2} ; Y_{vin1} y Y_{vin2} ; en base a la siguiente figura:



(a) Rango de medida en la entrada

(b) Rango de medida en la salida

$$K_v = \frac{\Delta v_{OUT}}{\Delta v_{IN}} = \frac{y_{vout1} - y_{vout2}}{y_{vin1} - y_{vin2}} \quad (1)$$

Figura 2.3. Medida experimental de K_v cuando la señal de salida es no lineal



R10. Represente en la rejilla las formas de onda que ve por pantalla y establezca la medida de ganancia de tensión (K_v) en base a la expresión (1). Compare con el valor teórico y justifique el resultado.

2.1.3 Cálculo Teórico y Medida del Margen Dinámico (v_{OUT+} ; v_{OUT-})

Aunque ya no necesita el *divisor de tensión* montado en el *Breadboard*, puede seguir usándolo para realizar este apartado y no tener que cambiar de nuevo las conexiones.

R11. Determine la expresión y calcule el valor teórico del margen dinámico (v_{OUT+} ; v_{OUT-}) en los dos casos siguientes: **1)** Con el condensador $C_{53} = 22\mu F$ SIN CONECTAR al emisor del BJT (**posición 4 del selector TP56**); **2)** Con el condensador $C_{53} = 22\mu F$ CONECTADO al emisor del BJT (**posición 3 de TP56**).

T14. Comenzando con la misma configuración de amplitud de entrada de T5 en V_{IN_P5} ($V_{IN_P5} = 0.5V$), el selector de nuevo en la **posición 4** (C_{53} sin conectar), y el osciloscopio acoplado en AC, incremente el valor de entrada V_{IN_P5} hasta que observe que ambos ciclos de v_{out} están ostensiblemente recortados (la forma de onda se parece a una **señal cuadrada asimétrica**).

R12 Anote los márgenes dinámicos (v_{OUT+} ; v_{OUT-}) de cada ciclo.

¿Cuál sería el valor máximo de pico tanto en la entrada como la salida que se puede obtener sin distorsión por recorte?

T15. Repita el mismo proceso de ajuste que en T14, pero con el selector de **TP56** en la posición **3** (C_{53} conectado en paralelo con R_{54}).

Nota: En este caso, tendrá que reducir la amplitud del generador al mínimo.

R13. Repetir R12 para esta nueva configuración

T16. Con la señal de salida distorsionada del apartado anterior, configure la opción FFT del osciloscopio (menú MATH) para obtener el espectro de v_{out} con $f_0 = 10KHz$ i **SPAN = 20KHz**.

R14. Represente el espectro obtenido por la pantalla e indique la distorsión harmónica (THD.- *Total Harmonic Distortion*) para este rango.

2.1.4 Cálculo Teórico y Medida de Rin

R15. Determine la expresión y calcule el valor teórico de las resistencia de entrada (R_{in}) del amplificador en los dos casos siguientes: **1)** Con el condensador $C_{53} = 22\mu F$ SIN CONECTAR al emisor del BJT (**posición 4 del selector TP56**); **2)** Con el condensador $C_{53} = 22\mu F$ CONECTADO al emisor del BJT (**posición 3 de TP56**).

T17. Desconecte la alimentación V_{CC_P5} . Ayúdese de una placa *Breadboard* para conectar una resistencia variable $R_{VAR} = 100k\Omega$ en serie con la entrada del amplificador V_{IN_P5} como muestra la siguiente figura:

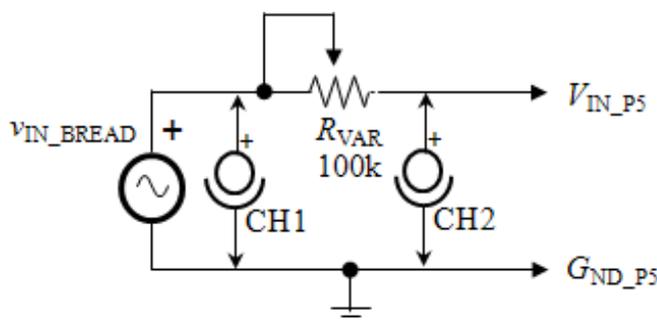


Figura 2.4. Esquema eléctrico del circuito para la medida experimental de R_{in}

T18. Configure el generador de funciones para una tensión de pico $V_{IN_P5} = 0.5V$ y asegúrese de que el selector de **TP56** se encuentra en la **posición 4** (C_{53} sin conectar). Conecte la sonda en el extremo de la resistencia variable que queda flotante. Después, vuelva a conectar la alimentación ($V_{CC_P5} = 15V$).

T19. Conecte el canal X (**CH1**) del osciloscopio en la entrada del generador y el canal Y (**CH2**) en la entrada del amplificador (V_{IN_P5}) justo después de la resistencia variable. Con el osciloscopio configurado en AC, y cuando observe ambas señales por pantalla, ajuste la resistencia variable hasta que el valor de pico en V_{IN_P5} sea la mitad que el valor de pico del generador ($V_{IN_P5} = V_{CH2} = V_{IN_BREAD}/2 = 0.25V$).

R16. Represente las señales que observa en la rejilla suministrada en el Anexo.

T20. Apague los instrumentos y desconecte la resistencia variable del circuito.

R17. Con el óhmetro, mida la resistencia variable entre los terminales de conexión y que corresponde con la resistencia de entrada del amplificador (R_{in}). Anote el resultado.

T21 Cambie el selector de **TP56** a la **posición 3** (C_{53} conectado) y repita los pasos T17 a T20.

R18. Mida la resistencia de entrada del amplificador (R_{in}) con esta configuración.

2.1.5 Cálculo Teórico y Medida de R_{out}

El proceso para medir R_{OUT} es similar al de R_{IN} pero conectando generador y resistencia variable a la salida **TP54**, y con la entrada conectada a tierra ($V_{IN_P5} = 0V$). Sin embargo aquí hay que colocar un condensador adicional en serie con el potenciómetro, ya que la salida de la placa no está desacoplada en DC.

R19. Determine la expresión y calcule el valor teórico de las resistencia de entrada (R_{out}) del amplificador en los dos casos siguientes: **1)** Con el condensador $C_{53} = 22\mu F$ SIN CONECTAR al emisor del BJT (**posición 4 del selector TP56**); **2)** Con el condensador $C_{53} = 22\mu F$ CONECTADO al emisor del BJT (**posición 3 de TP56**).

T22. Desconecte la alimentación V_{CC_P5} y ayudándose del *Breadboard* conecte a la salida del amplificador un condensador $C=10\mu F$, (terminal + en **TP54**) en serie con la resistencia variable $R_{VAR} = 100k\Omega$ según muestra la siguiente figura

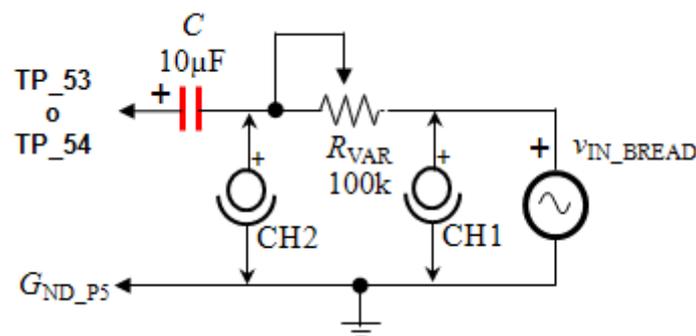


Figura 2.5. Esquema eléctrico del circuito para la medida experimental de R_{in}

T19. Configure el generador de funciones para una tensión de pico $V_{IN_BREAD} = 0.5V$ y asegúrese de que el selector de **TP56** se encuentra en la **posición 4** (C_{53} sin conectar) y vuelva a conectar la alimentación ($V_{CC_P5} = 15V$).

T23. Conecte el canal X (**CH1**) del osciloscopio en la entrada del generador y el canal Y (**CH2**) en el TERMINAL NEGATIVO (-) justo ENTRE el condensador y la resistencia variable. Cuando observe ambas señales sinusoidales por pantalla, ajuste la resistencia variable hasta que el valor de pico sea la mitad que el valor de pico del generador ($V_{CH2}=V_{IN_BREAD}/2 = 0.25V$).

T24. Apague los instrumentos y desconecte la resistencia variable del circuito.

R20. Con el óhmetro, mida la resistencia variable entre los terminales de conexión y que corresponde con la resistencia de salida del amplificador (R_{OUT}). Anote el resultado.

T22. Cambie el selector de **TP56** a la **posición 3** (C_{53} conectado) y repita los pasos T22 a T24.

R21. Mida la resistencia de entrada del amplificador (R_{OUT}) con esta configuración.

R22. Resuma los resultados de los diferentes apartados en la tabla y comente justificadamente las diferencias entre los valores teóricos y experimentales.



Anexo 1 – Resultados de laboratorio

 <p>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH</p> <p>Escola d'Enginyeria Tècnica de Terrassa</p>	 EEL
<p>Práctica 1</p> <p>Generación y medida de señales para prototipos electrónicos</p>	
<p>Estudiantes:</p>	

R1; R2; R3; R4 y R5. Polarización del BJT (con $R_{54} = 0$).

Indique las expresiones usadas de I_C ; I_B y V_{CE} en el recuadro

	I_C	I_B	V_{CE}
Valor Calculado			
Valor Medido			

Zona de trabajo del BJT: _____

Comentarios:



R6. Polarización del BJT (con $R_{54} = 2k2\Omega$).

Indique las expresiones usadas de I_C ; I_B y V_{CE} en el recuadro

	I_C	I_B	V_{CE}
Valor Calculado			
Valor Medido			

Zona de trabajo del BJT: _____

Comentarios:

R7. Cálculo teórico de la Ganancia de Tensión (K_V).

	C_{53} Sin conectar	C_{53} Conectado
Expresión (K_V)		
Cálculo de (K_V)		



R8. Medida de ganancia, K_V (con C_{53} desconectado).

	CH1 VOLT/:
	Zero POS:
	CH2 VOLT/:
	Zero POS:
	TIME/:
	Coupling: AC

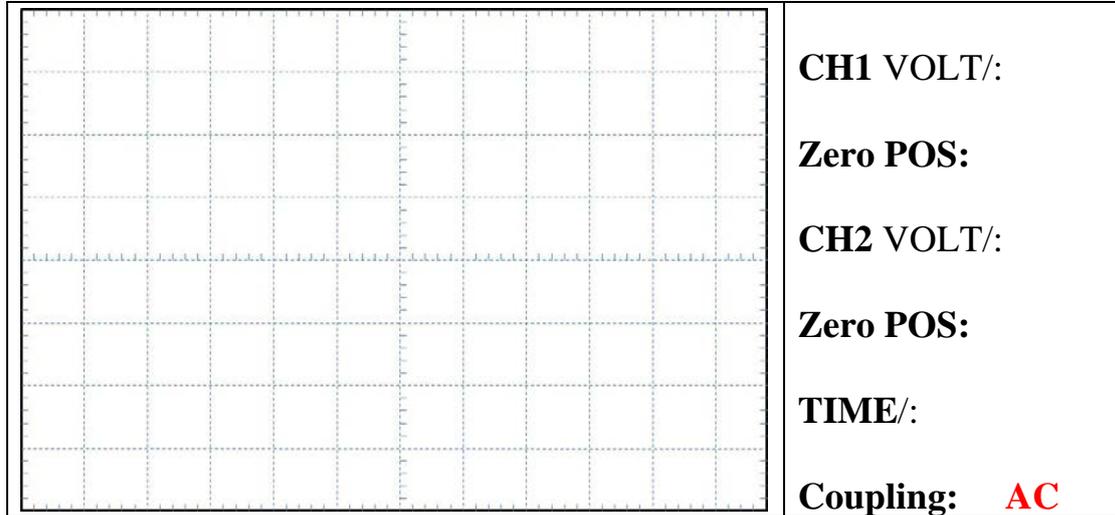
Amp (CH1): _____ V_p; Amp (CH2): _____ V_p;
 Ganancia (K_V): _____ V/V

R9. Medida d Ganancia, K_V (con acoplamiento DC)

	CH1 VOLT/:
	Zero POS:
	CH2 VOLT/:
	Zero POS:
	TIME/:
	Coupling: DC



R10. Medida de ganancia, K_V (con C_{53} conectado).



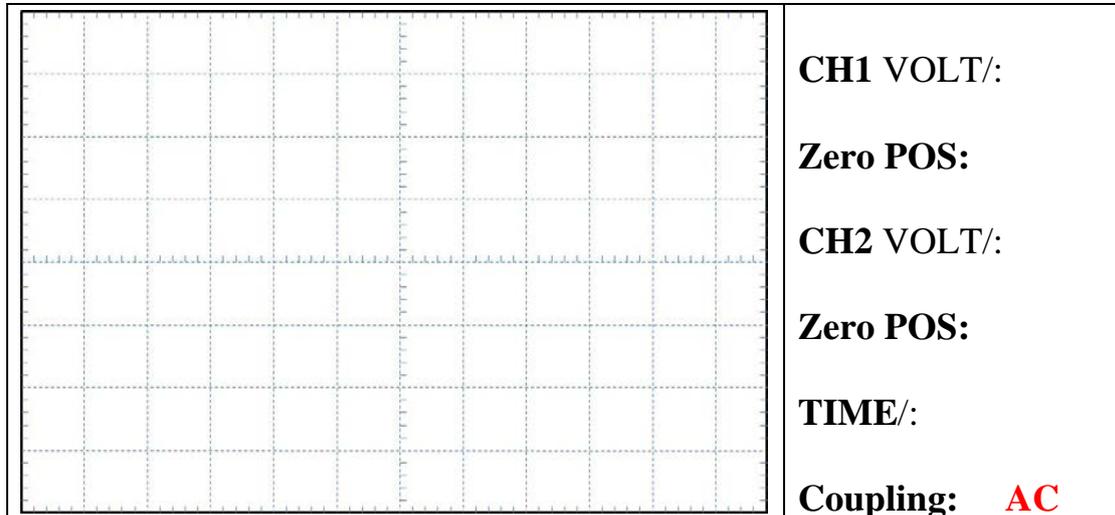
Amp (CH1): _____ V_p ; Amp (CH2): _____ V_p ;
 Ganancia (K_V): _____ V/V

R11. Cálculo teórico del Margen Dinámico (v_{OUT+} ; v_{OUT-}).

	C_{53} Sin conectar	C_{53} Conectado
Expresión y valor (v_{OUT+})		
Expresión y valor (v_{OUT-})		
V_{OUTmax} (sin recorte)		



R12. Medida del Margen Dinámico (C_{53} sin conectar)



V_{OUT+} : _____ V;

V_{OUT-} : _____ V

$V_{in(max)}$: _____ V;

$V_{out(max)}$: _____ V;

R13. Medida del Margen Dinámico (C_{53} conectado)

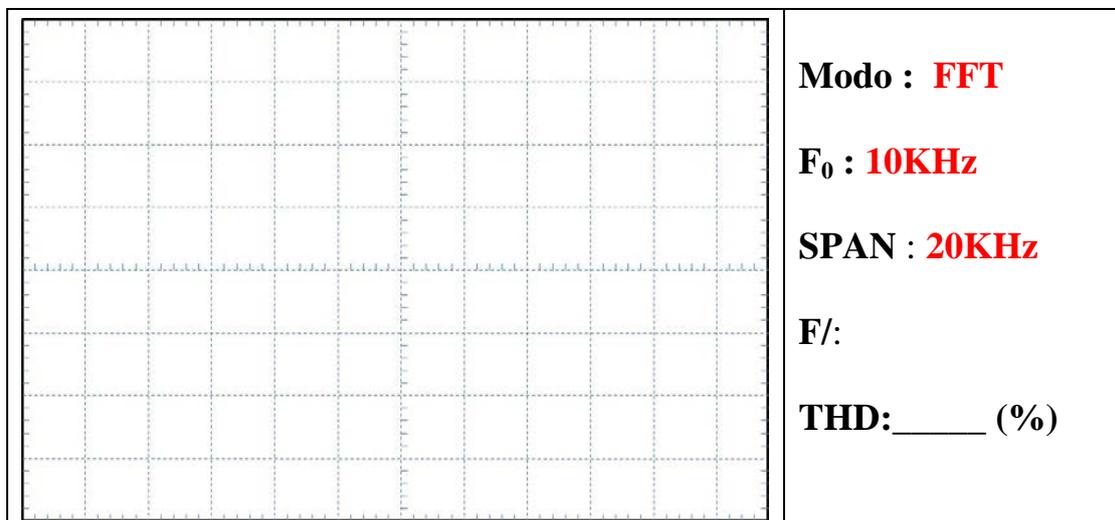
V_{OUT+} : _____ V;

V_{OUT-} : _____ V

$V_{in(max)}$: _____ V;

$V_{out(max)}$: _____ V;

R14. Distorsión Harmónica THD

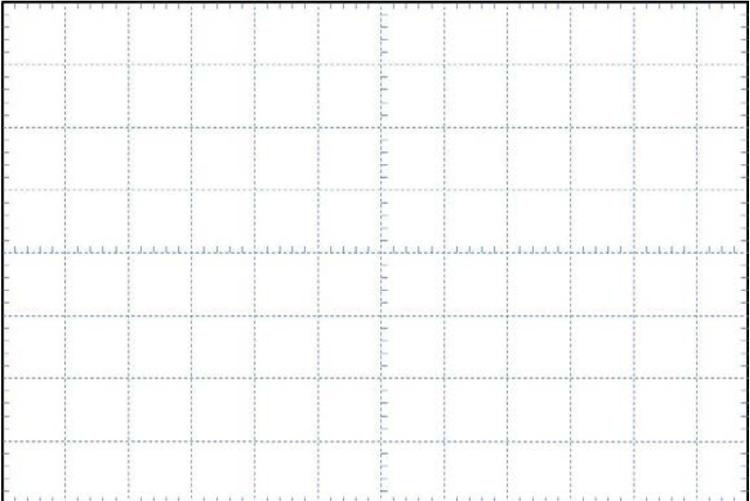




R15. Cálculo teórico de la Resistencia de entrada (R_{IN}).

	C_{53} Sin conectar	C_{53} Conectado
Expresión (R_{IN})		
Cálculo de (R_{IN})		

R16; R17 y R18. Medida de la Resistencia de entrada (R_{IN}).

	CH1 VOLT/: Zero POS: CH2 VOLT/: Zero POS: TIME/: Coupling: AC	
	C_{53} Sin conectar	C_{53} Conectado
R_{VAR} (R_{IN} medida)		

R19. Cálculo teórico de la Resistencia de entrada (R_{OUT}).

	C_{53} Sin conectar	C_{53} Conectado
Expresión (R_{OUT})		
Cálculo de (R_{OUT})		

Práctica nº 3

Etapas de Salida de Potencia (Clase B y AB)

3.0 Preámbulo

Centrándose en la etapa de salida de la clase B en esta práctica se estudiarán las etapas de salida de potencia. A diferencia de los amplificadores de tensión, las etapas de potencia presentan ganancia en corriente (K_i) y utilizan una configuración de salida en *colector común* con dos transistores complementarios denominada *PUSH-PULL* (Fig. 3.1)

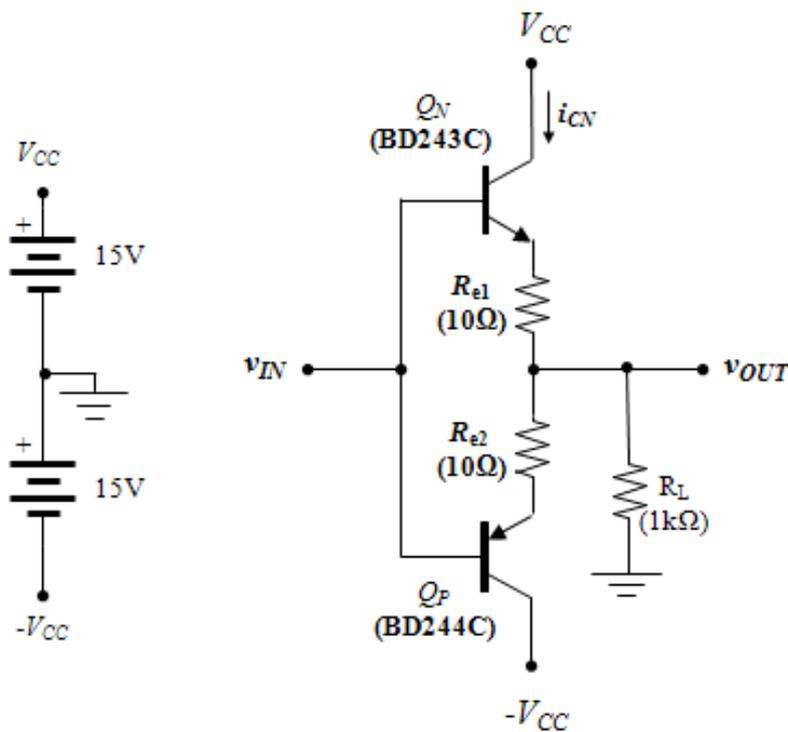


Figura 3.1 – Esquema eléctrico de la etapa de potencia en Clase B

Inicialmente, se contempla **2 sesiones** de laboratorio para el desarrollo de los apartados de esta práctica. Para ello, hay que realizar los procedimientos y tareas marcados con la letra “**T**” (**Tareas**) y anotar los resultados “**R**” en el formulario que hay al final de este documento. Dado que la evaluación de laboratorio se realiza mayoritariamente en base a una prueba técnica en la última sesión del curso, se considera **MUY IMPORTANTE** entender tanto los procedimientos como los resultados que se obtienen en este tutorial. Al mismo tiempo se recuerda que habrá un seguimiento de las tareas de laboratorio realizada por cada grupo y que se utilizará en la valoración del apartado LAB1.



3.1 Trabajo de Laboratorio

3.1.1 Cálculo teórico de la Etapa de Potencia Clase B básica

R1. Utilizando la información de los componentes que aparecen en la Fig. 3.1, calcule el valor de las siguientes especificaciones del circuito:

- K_V - Ganancia de tensión; K_I - Ganancia de corriente. R_{IN} - Resistencia de entrada. R_{OUT} - Resistencia de salida (con $R_L \rightarrow \infty$). $\Delta V_{out(max)}$ - Margen dinámico máximo de salida (sin distorsión); ΔV_{INmax} - Margen dinámico máximo de entrada.

Nota: A efectos prácticos, inicialmente considere nulas las resistencias de emisor ($R_{e1} = R_{e2} \rightarrow 0$) y utilice las siguientes características del BJT sacadas de la hoja del fabricante:

$$V_{CESAT} = 0.2V; \quad V_{BEY} = 0.7V; \quad \beta = 150$$

R2. Establezca las expresiones de los parámetros de potencia de la etapa:

- I_{LP} Corriente de pico de salida. I_{CC} - Corriente media suministrada por la fuente de alimentación ($+V_{CC}$). P_{OUT} - Potencia de salida. P_{CC} - Potencia total suministrada por ambas alimentaciones ($+V_{CC}/-V_{CC}$). P_D - Pérdidas de potencia de la etapa de salida (en los dos transistores). η - Rendimiento de la etapa de potencia.

R3. Calcule los parámetros en R2 en los casos en que la entrada vale $V_{IP} = 5V$ y $V_{IP} = 10V$.

3.1.2 Funcionamiento de la etapa a “baja potencia”

Nota: En todos los procesos de esta práctica, ayúdese tanto de la opción de **cursores** como **medidas automáticas** del osciloscopio (*Quick Meas.*) para obtener los datos solicitados.

T1. Monte en el *Breadboard* la Etapa de Potencia con los valores que se indican en la Fig. 3.1

Nota: Realice la conexión de la fuente de alimentación como se indica en la Fig. 3.1 y active el **modo simétrico** (botón *symmetric* de la fuente de alimentación)

T2. Configure el generador de entrada con una onda **sinusoidal** de tensión de pico $V_{IP} = 5V$ y una frecuencia de **1KHz**.

T3. Conecte el canal X del osciloscopio (CH1) a la entrada del generador y el canal Y (CH2) a la salida en paralelo con la carga (R_L)

R4. Represente las formas de onda en la rejilla del anexo e indique el valor de pico de ambas señales (V_{IP} y V_{OUTP}). Repita las medidas para un valor de pico $V_{IP} = 10V$.

T4. Con esta última configuración del osciloscopio, amplíe la zona de cruce de ambas señales para observar con detalle la distorsión por *crossover*.

R5. Represente las formas de onda que ve por pantalla.

¿Cuánto vale la tensión de entrada de activación de los transistores ($V_{BEN(ACT)}$ y $V_{EBP(ACT)}$)?

T5. Reduzca el valor de ambas alimentaciones a **7V** ($V_{CC} = 7V$ y $-V_{CC} = -7V$)

R6. Represente las formas de onda en la rejilla.

¿Qué sucede y por qué?

¿Cuál sería el margen dinámico de salida (Δv_{OUTmax}) con esta configuración de alimentación?

A continuación obtendrá la forma de onda de corriente que circula por uno de los transistores de potencia, $i_{CM}(t)$. Dado que el osciloscopio sólo puede representar tensiones, la forma de hacerlo será indirectamente midiendo la tensión diferencial en bornes de la resistencia R_{e1} .

T6. Vuelva a situar el generador de funciones a $V_{IP} = 5V$ y apague la fuente de alimentación. Conecte las sondas del osciloscopio como se indica en la Fig. 3.2 y vuelva a conectar la fuente con los valores iniciales ($V_{CC} = 15V$ y $-V_{CC} = -15V$).

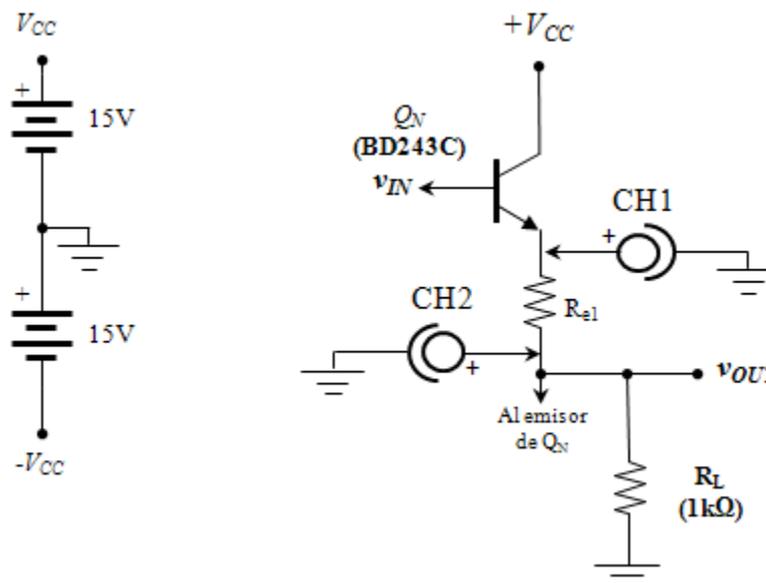


Figura 3.2 – Conexión *shunt* para la medida de corriente $i_{CM}(t)$ con el osciloscopio.

T7. Configure ambos canales del osciloscopio en acoplamiento **DC** y active la opción **MATH**. Seleccione la opción **1 – 2** y configure la sensibilidad de esta opción para observar la forma de onda con el máximo detalla posible.

R7. Represente la forma de onda en la rejilla y anote el valor de pico V_{re1P} . De manera indirecta y usando la Ley de Ohm, obtenga el valor de pico de la corriente de alimentación como $I_{CNP} = V_{MATHP}/R_{e1}$. Repita los procesos T6 y T7 para una entrada $V_{IP} = 10V$.



¿Cuánto vale el valor medio de consumo de la alimentación (I_{CC}) en ambos casos?

R8. Con los datos obtenidos de R4 a R9 experimentalmente, calcule las especificaciones de potencia que obtuvo teóricamente en R2, tanto para una entrada $V_{IP} = 5V$ como $V_{IP} = 10V$ y compare resultados.

3.1.3 Funcionamiento de la etapa a “Alta potencia”

R9. Determine los parámetros eléctricos y las especificaciones que se indicaron en los apartados R1, R2 y R3 si la carga vale $R_L = 10\Omega$.

¿Con qué valor de pico de salida V_{OUTP} los transistores consumen la máxima potencia ($P_D = P_{Dmax}$)? ¿Cuánto es la potencia que disipan ambos BJTs? ¿Y un sólo BJT?

T8. Desconecte la alimentación y cambie la carga por otra de valor $R_L = 10\Omega/5W$. Configure el generador de entrada a una tensión de pico $V_{IP} = 5V$ y conecte de nuevo la fuente de alimentación.

T9. Conecte el canal X del osciloscopio (CH1) a la entrada del generador y el canal Y (CH2) a la salida en paralelo con la carga (R_L)

R10. Represente las formas de onda en la rejilla del anexo e indique el valor de pico de ambas señales (V_{IP} y V_{LP}). Repita las medidas para un valor de pico $V_{IP} = 10V$.

¿Cuánto vale la corriente de consumo media en cada transistor I_{CC} ?

R11. Con los datos obtenidos en R10, obtenga experimentalmente las especificaciones de potencia que calculó teóricamente en R9, tanto para una entrada $V_{IP} = 5V$ como $V_{IP} = 10V$ y compare los resultados.

3.2 Amplificador de Audio de 100W

En esta parte de la práctica montará un amplificador de audio real y comprobará su funcionamiento usando señal de audio en la entrada.

El TDA7294 (Fig. 3.3) es un amplificador de potencia de clase AB para aplicaciones Hi-Fi comerciales: altavoces activos (o auto-amplificados y TV de gama alta). Gracias a que admite diferentes tensiones de alimentación y la corriente que puede soportar es considerable, se obtiene una potencia de salida elevada ($\approx 100W$) para altavoces pasivos de 4 o 8Ω . Además incorpora otras funciones entre las que destacan:

- Un *pre-amplificador* que hace las funciones de amplificador de tensión.
- Un mecanismo de protección de corto-circuitos (SCP.- *Short-Circuit Protection*) para proteger el dispositivo de conexiones erróneas o accidentales en la salida.

- Mecanismo de desactivación por sobrecalentamiento (*Thermal Shutt-Down*).
- Control de *Standby* y *Mute* con lógica TTL de 5V

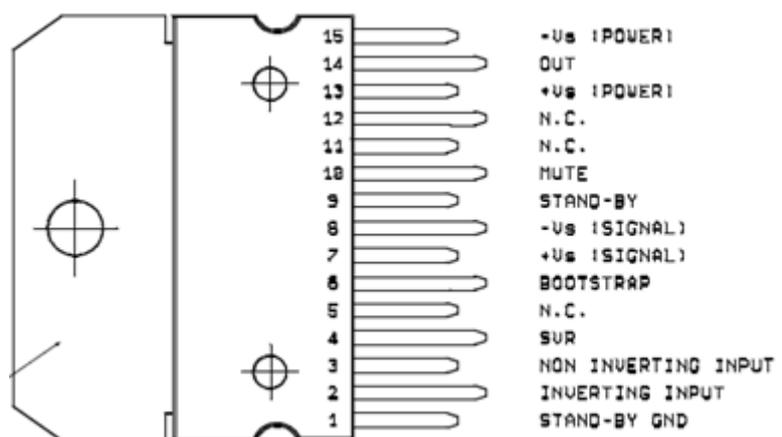


Figura 3.3.- Amplificador de clase AB, TDA 7294. Distribución de pins

En esta actividad se conectará un reproductor de sonido (mp3 o la salida de audio del PC) a la entrada y un altavoz a la salida. Para esto, antes habrá que montar el circuito que se ilustra en la Fig. 3.4, siguiendo los pasos siguientes:

T10. Montar el circuito de la Fig. 3.4 en el *Breadboard* usando, en vez del altavoz, una carga $R_L = 10\Omega/5W$.

T11. Configurar el generador con una entrada $V_P = 100mV$ y una frecuencia de **1KHz**, y compruebe que funciona correctamente: cuando se conectan ambos canales del osciloscopio en la entrada y la salida del circuito, se observa una ganancia de tensión $K_V \approx 30$ ($3V \leq V_{LP} \leq 3.5V$) y hay simetría en el consumo de corriente de ambas fuentes de alimentación $+V_{CC}/-V_{CC}$.

Nota: Los terminales V_{STBY} i V_M hacen las funciones de **inhabilitación del dispositivo** y **apagado**, respectivamente; y funcionan con lógica TTL (*Transistor-Transistor Logic*). Por lo que los dos han de estar a un nivel DC de 5V para que el circuito integrado funcione y haya audio a la salida. Por consiguiente, tendrá que conectar la salida adicional de la fuente de laboratorio (marcada como **5V/2A**) directamente a los terminales **9** y **10** del circuito integrado.

T12. Si el circuito funciona correctamente, a continuación apague la fuente de alimentación. Sustituya el generador de funciones por la salida de audio del PC, y la carga R_L por el altavoz, (pídalo al profesor de prácticas).

T13. Si usa el ordenador, vaya a cualquier web que reproduzca audio (YouTube, GoEar, Spotify, etc...) y prepare la pista para reproducirla. Conecte la fuente de alimentación y reproduzca (en este punto se debería escuchar sonido de audio por el altavoz)

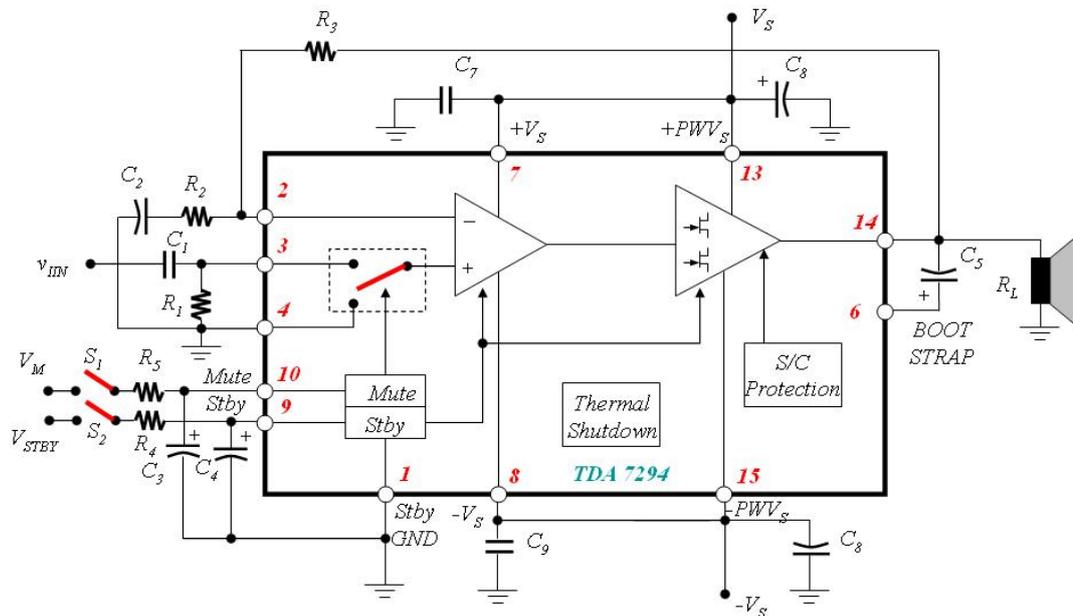


Figura 3.4.- Muntatge de prova per a la verificació del funcionament del TDA7294.
 Components: $R_1=R_4=22k\Omega$, $R_2=680\Omega$, $R_3=22k\Omega$, $R_5=10k\Omega$, $R_L=8\Omega$ (5W), $C_1=470nF$,
 $C_2=C_5=22\mu F$, $C_3=C_4=10\mu F$, $C_6=C_8=1000\mu F$, $C_7=C_9=100nF$



Anexo 1 – Resultados de laboratorio

 <p>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH</p> <p>Escola d'Enginyeria Tècnica de Terrassa</p>	 EEL
<p>Práctica 3</p> <p>Etapa de Salida de Potencia (Clases B y AB)</p>	
<p>Estudiantes:</p>	

R1. Expresiones teóricas de K_V , K_I , R_{IN} , R_{OUT} , $\Delta v_{out(max)}$ i $\Delta v_{in(max)}$.

Indique las expresiones en el recuadro

Valores calculados:

K_V	K_I	R_{IN}	R_{OUT}	$\Delta v_{OUT(max)}$	$\Delta v_{IN(max)}$

R2. Especificaciones de potencia. Expresiones teóricas



R3. Especificaciones de potencia. Valores teóricos ($R_L = 1k\Omega$)

V_{IP}	I_{LP}	I_{CC}	P_{OUT}	P_{CC}	P_D	η
5V						
10V						

R4. Representación de $v_{IN}(t)$ i $v_{OUT}(t)$ ($V_{IP} = 5V$).

CH1 VOLT/:

Zero POS:

CH2 VOLT/:

Zero POS:

TIME/:

Coupling: DC

V_{IP} (CH1): 5V; V_{OUTP} (CH2): _____ V.
 V_{IP} (CH1): 10V; V_{OUTP} (CH2): _____ V.

R5. Detalle del Crossover

CH1 VOLT/:

Zero POS:

CH2 VOLT/:

Zero POS:

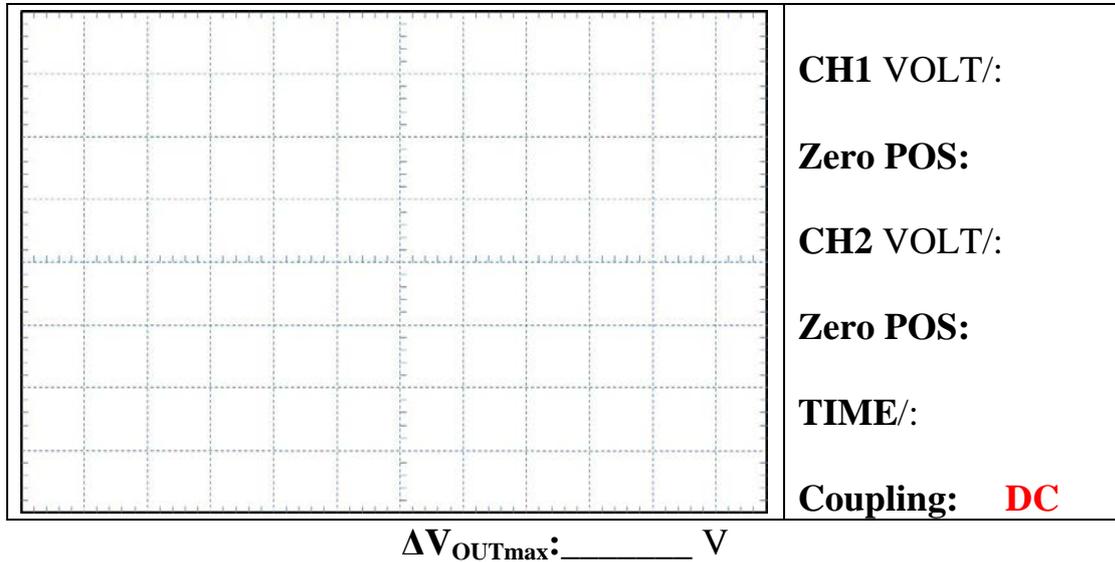
TIME/:

Coupling: DC

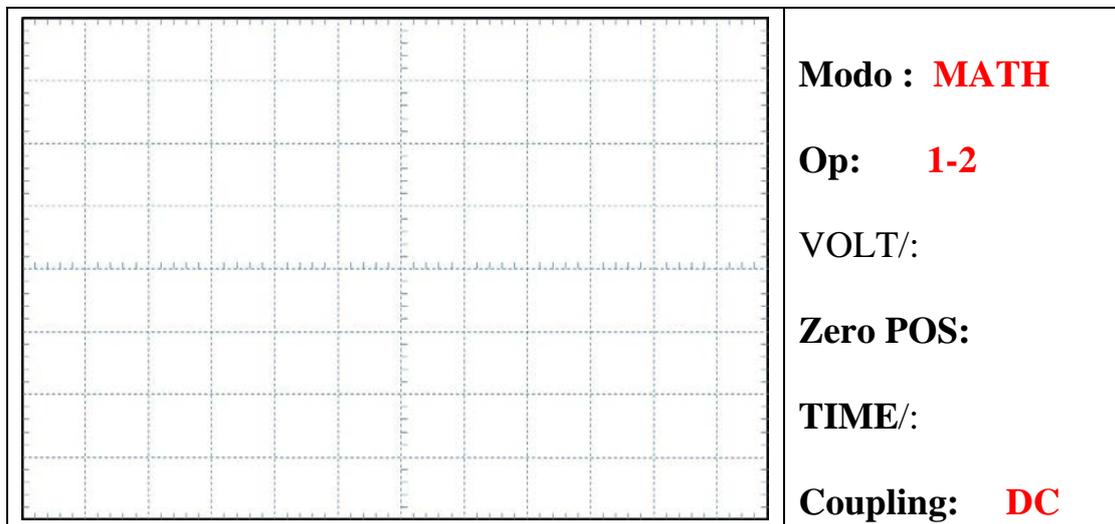
$V_{BEN(ACT)}$: _____ V $V_{EBP(ACT)}$: _____ V.



R6. Margen dinámico ($V_{CC} = 10V$; $-V_{CC} = -10V$)



R7. Consumo de corriente de la etapa de potencia ($V_{IP} = 5V$)



V_{IP}	I_{CNP}	I_{CC}
5V		
10V		



R8. Especificaciones de potencia. Valores experimentales ($R_L = 1k\Omega$)

V_{IP}	I_{LP}	I_{CC}	P_{OUT}	P_{CC}	P_D	η
5V						
10V						

Justifique aquí las diferencias de los valores prácticos y teóricos:

R9-1. Expresiones teóricas de la clase B ($K_V, K_I, R_{IN}, R_{OUT}, \Delta v_{out(max)}, \Delta v_{in(max)}$), con $R_L = 10\Omega$

Valores calculados:

K_V	K_I	R_{IN}	R_{OUT}	$\Delta v_{OUT(max)}$	$\Delta v_{IN(max)}$



R9-2. Especificaciones teóricas de potencia

R9-3. Valores teóricos para $R_L = 10\Omega$

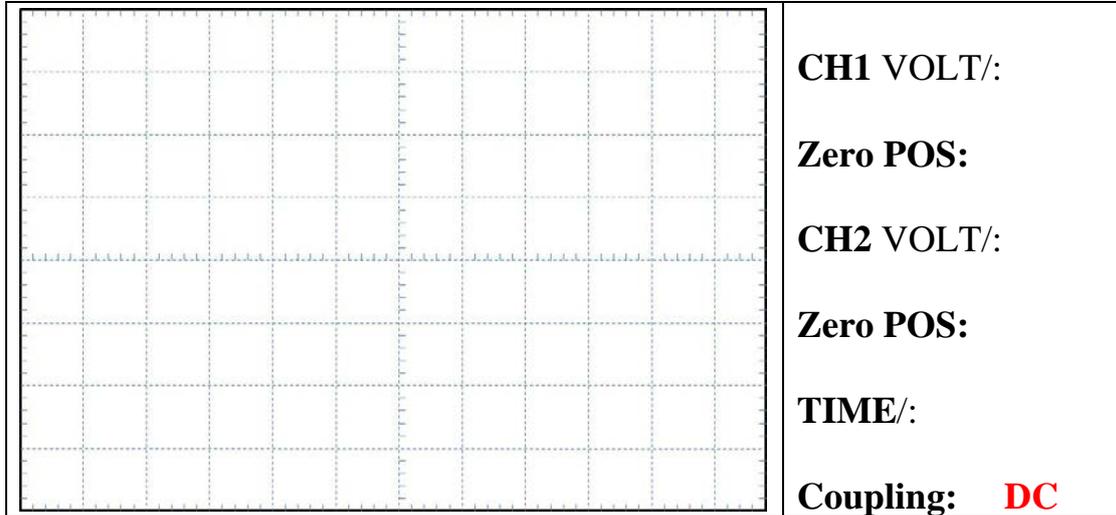
V_{IP}	I_{LP}	I_{CC}	P_{OUT}	P_{CC}	P_D	η
5V						
10V						

R9-4. Disipación Máxima de los Transistores.

$R_L = 10\Omega$	$V_{OUT(PDmax)}$	P_{Dmax}	$P_{Dmax(1BJT)}$
Expresión			
Valor Calculado			



R10. Representación de $v_{IN}(t)$ y $v_{OUT}(t)$ ($V_{IP} = 5V$).



V_{IP} (CH1): 5V; V_{OUTP} (CH2): _____ V.
 V_{IP} (CH1): 10V; V_{OUTP} (CH2): _____ V.

R11. Especificaciones de potencia.

V_{IP}	I_{LP}	I_{CC}	P_{OUT}	P_{CC}	P_D	η
5V						
10V						

Justifique aquí las diferencias de los valores prácticos y teóricos:

Práctica nº 4

Introducción al Amplificador Operacional (OPAMP)

4.0 Preámbulo

Esta práctica tiene como objetivo principal conocer y entender los conceptos más básicos sobre el funcionamiento de los amplificadores operacionales. Un amplificador Operacional (OPAMP – *Operational AMPlifier*) es un tipo de **amplificador de tensión** integrado con acoplamiento directo y que tiene una ganancia de tensión extremadamente alta (por ejemplo, en el modelo LM741 su valor es $k = 200,000$ y en el OP-77 de *Texas Instruments* puede llegar a $k = 12 \cdot 10^6$). Debido a que se controlan externamente con una técnica denominada “*realimentación negativa*” el OPAMP puede llegar a realizar operaciones matemáticas complejas sobre las señales, como la adición, integración o diferenciación entre otras. Por este motivo, el OPAMP es usado mayoritariamente tanto en el ámbito audiovisual como las telecomunicaciones.

El símbolo eléctrico del OPAMP es el que aparece en la Fig.4.1a e incluye la conexión física de la alimentación DC para su funcionamiento (todo y que habitualmente no se suele indicar en los esquemas eléctricos). Las entradas (2) y (3) se denominan *entrada inversora* y *no inversora* respectivamente. Sus tensiones, v_N y v_P , así como la salida v_O (6) se especifican respecto a tierra y su símbolo (en forma de flecha apuntando hacia la derecha) indica la dirección en que se transmiten las señales (entrada-salida). La Figura 1b, en cambio, representa su funcionamiento en señal cuando está debidamente alimentado y que incluye una **fuerza de tensión controlada por v_D** (con la ganancia de tensión k), una **resistencia diferencial de entrada r_d** y una **resistencia de salida r_o** .

La relación entrada-salida (Fig. 4,2) se expresa matemáticamente como:

$$v_O = \begin{cases} V_{OH} & , \text{ si } v_D > \frac{V_{OH}}{k} \\ kv_D & , \text{ si } \frac{V_{OL}}{k} \leq v_D \leq \frac{V_{OH}}{k} \\ V_{OL} & , \text{ si } v_D < \frac{V_{OL}}{k} \end{cases} \quad (1)$$

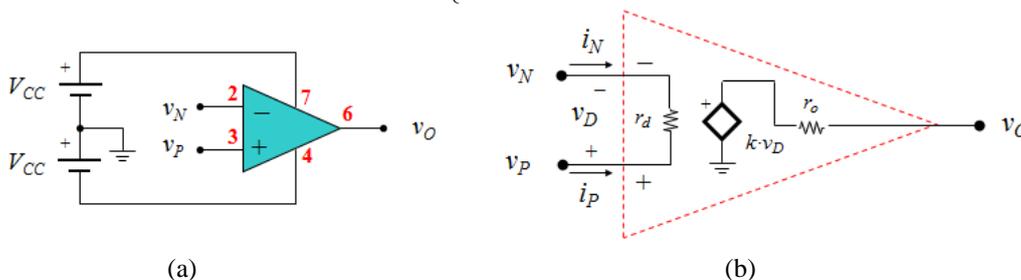


Figura 4.1. El OPAMP: a) Símbolo y conexión de alimentación; b) Modelo del funcionamiento en señal como amplificador de tensión. Los valores indicados en rojo indican el pin de conexión (modelo LM741).

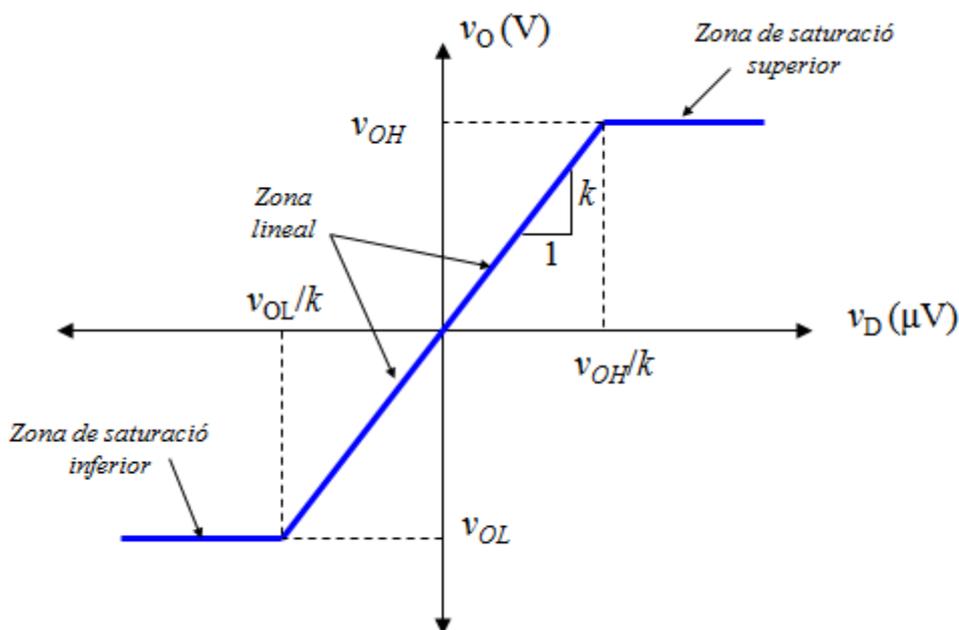


Figura 4.2. Característica de transferencia entrada-salida del OPAMP. Se ha ampliado la escala horizontal (en el orden de μV) para mostrar con detalle la parte lineal.

Aquí, $V_{OH} = v_{(7)} - V_{Drop-out}$ i $V_{OL} = v_{(4)} + V_{Drop-out}$ establecen el margen dinámico del amplificador en la zona lineal, y que depende de las alimentación $v_{(7)}$ y $v_{(4)}$, respectivamente. El valor de $V_{Drop-out}$, en cambio, hay que consultarlo en las hojas del fabricante (un valor típico es $V_{Drop-out} = 2\text{V}$, en el modelo LM741). De este modo, si el LM741 se alimenta con $v_{(7)} = 15\text{V}$ y $v_{(4)} = -15\text{V}$ el rango máximo será $\Delta v_O = \pm 13\text{V}$, que equivale a una entrada tan pequeña como $\Delta v_D = \Delta v_O / k = 65\mu\text{V}$. De modo que para obtener una salida (sin carga R_L) $v_O = 6\text{V}$ tan sólo se necesitan $v_D = 30\mu\text{V}$ en la entrada.

Si se conectan componentes externos se obtienen diferentes *circuitos con OPAMP*. En este sentido, es importante conocer la diferencia entre un circuito con OPAMP y el OPAMP como circuito integrado ya que, habitualmente, en los circuitos con OPAMP a éste se le considera como un componente más del sistema, como es el caso del Amplificador No Inversor que comentamos a continuación.

- **Amplificador No Inversor**

El amplificador no inversor está formado por dos resistencias, R_1 y R_2 , y el OPAMP (Fig. 4.3a). Para encontrar la relación v_{IN} y v_{OUT} se ha redibujado el circuito de manera que incluya el modelo de la Fig. 1b, y se ha considerado para simplicidad de los cálculos que $r_D \rightarrow \infty$, y $r_o \rightarrow 0$ (Fig. 4.3b).

v_{OUT} puede obtenerse a partir de (1) sabiendo antes las tensiones en v_P y v_N , respectivamente. En primer lugar y por simple inspección, resulta que

$$v_P = v_{IN} ; \tag{2}$$

Mientras que v_N viene determinado por el divisor de tensión

$$v_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT} . \tag{3}$$

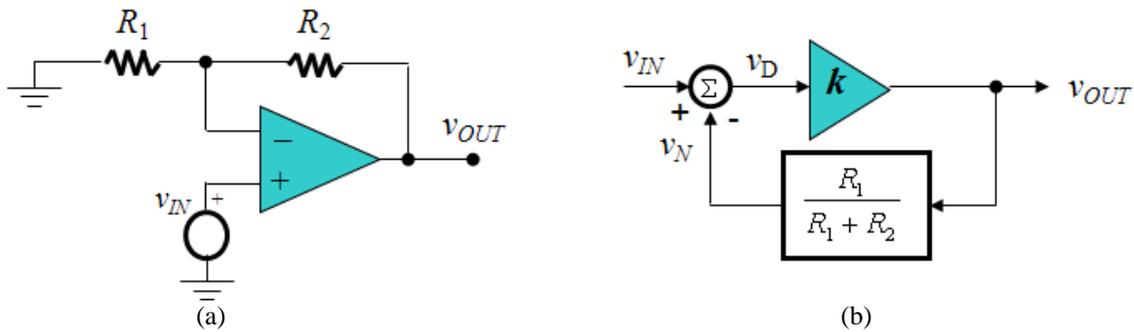


Figura 4.3. Amplificador no inversora. a) Esquema eléctrico; b) Diagrama de bloques de la configuración no inversora que regula el error $v_D = v_{IN} - v_N$ para forzar que la entrada siga el muestreo de salida. Es decir, $v_P = v_{OUT}R_1/(R_1+R_2)$.

En realidad, v_N es el “muestreo” de la salida. Es decir, la porción de v_{OUT} que se retorna a la entrada para determinar la diferencia (o error) con respecto a la entrada,

$$v_\varepsilon = v_D = v_P - v_N = v_{IN} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT}. \quad (4)$$

Cogiendo la relación $v_{OUT} = kv_D$ se obtiene,

$$v_O = k \left(v_{IN} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{OUT} \right); \quad (5)$$

que si se compacta, queda de la forma,

$$\frac{v_{OUT}}{v_{IN}} = k' = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{k}{1 + k \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \quad (6)$$

donde $k = A$ y $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$. Es decir, el circuito con OPAMP de la Fig 4.3 es otro amplificador con ganancia diferente (k'). Esto se debe a que ambos amplificadores (el OPAMP y el propio circuito) comparten la misma salida v_{OUT} pero usan entradas diferentes: v_D el OPAMP y v_{IN} el circuito. Por ello a k se le denomina *Ganancia de Lazo Abierto* y a k' *Ganancia de Lazo Cerrado*.

- El OPAMP ideal

Dado que al OPAMP puede ser un componente más del sistema eléctrico, y considerando que el amplificador no inversor no ha sido difícil de analizar, una cuestión importante es si existe alguna técnica que permita estudiar el comportamiento de circuitos más complejos (incluso con varios OPAMP), liberándonos del álgebra más densa.

Esa técnica existe y se basa en la idea de que, cuando el OPAMP utiliza *Realimentación Negativa* (o lazo cerrado), k tiende a ∞ y la entrada diferencial es nula ($v_D = v_{OUT}/\infty = 0$). Es decir la entrada positiva v_P sigue a la negativa v_N ,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} v_N = v_P. \quad (7)$$

Esta relación, conocida como *restricción de tensión de entrada* hace que los terminales de entrada parezcan “cortocircuitados” aunque en realidad no lo están. Además, como $r_D \rightarrow \infty$ la corriente que entra por los terminales “+” y “-” es nula a efectos prácticos. Es decir, des del punto de vista de tensión las entradas están cruzadas mientras que para el punto de vista de la corriente están abiertas. De aquí que a esta manera de funcionar se le denomine coloquialmente como “cortocircuito virtual”.

Es más, en el circuito de la Fig. 4.3 es la tensión v_N la que sigue v_P y no al revés. Por consiguiente, el OPAMP es capaz de ver cuál es la desviación de entrada y corregir la diferencia a través de la red resistiva, de manera que la salida se mantiene trabajando en la zona lineal (tramo central de la Fig. 2) de manera automática y con una ganancia

$$\frac{v_{OUT}}{v_{IN}} = k'_{ideal} = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{A}{1 + A\beta} \square \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (8)$$

Para entender mejor las implicaciones considere el esquema de la Figura 4.4. Aplicando (7), y por simple inspección, se obtiene $v_P = v_N = v_{IN}(t)$. Por otro lado, como las corrientes de entradas son nulas ($i_N = i_P = 0$), $i_{R1} = i_{R2}$, de manera que se cumple que,

$$\frac{0 - v_{IN}}{R_1} = \frac{v_{IN} - v_{OUT}}{R_2}. \quad (9)$$

Operando (9) para obtener $v_{OUT}(t)/v_{IN}(t)$ permite obtener

$$\frac{v_{OUT}}{v_{IN}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (11)$$

que se corresponde con (8). En general, habrá realimentación negativa siempre que exista muestreo de salida hacia v_N (con conexión de v_{OUT} hacia v_N , y de v_N a tierra). En cambio, si la realimentación es *positiva* (conexión hacia v_P en vez de v_N), o *no hay realimentación*, el OPAMP se comporta como un **comparador de tensión**: saturación positiva (V_{OH} si $v_P > v_N$) o saturación negativa (V_{OL} si $v_P < v_N$).

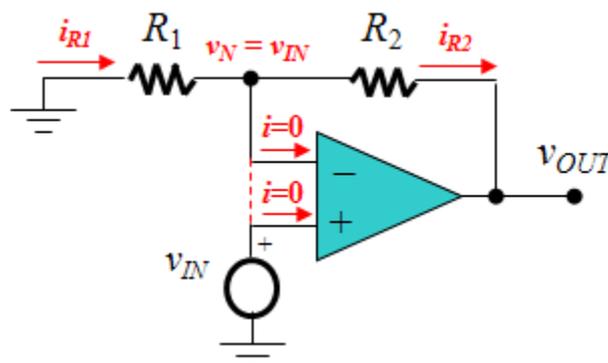


Figura 4.3. Análisis del Amplificador No Inversor mediante la aproximación de OPAMP ideal: $v_P = v_N$; $i_P = i_N = 0A$.

4.1. Trabajo de Laboratorio

4.1.1 Amplificador No Inversor

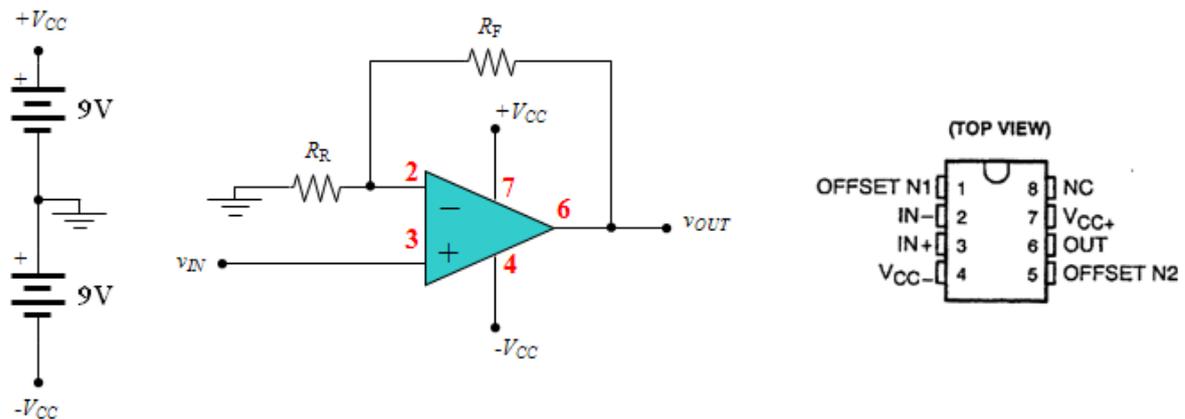


Figura 4.5 – Esquema eléctrico del Amplificador No Inversor

R1. En el circuito de la Fig. 4.5, si $R_R = R_F = 10\text{k}\Omega$ y para una entrada sinusoidal de $V_{IP} = 1\text{V}$ determine la amplitud de salida V_{OUTP} . ¿Cómo modificaría el circuito para obtener una ganancia $K_V = 10$?

T1. Monte el circuito de la Fig. 4.5. Use $R_R = R_F = 10\text{k}\Omega$ y una alimentación simétrica $+V_{CC} = +9\text{V}$ y $-V_{CC} = -9\text{V}$.

T2. En el generador de funciones, configure una señal sinusoidal $f = 1\text{KHz}$ e, inicialmente, configure la mínima amplitud posible ($V_{IP} = 0\text{V}$).

T3. Conecte las sondas del osciloscopio (canal X en v_{IN} ; y canal Y en v_{OUT}). Incremente gradualmente la amplitud de entrada (V_{IP}) hasta que la salida está *justo por debajo* del punto donde la onda se recorta.

R2. Represente las formas de onda en la rejilla. Indique los valores de pico de ambas señales (V_{IP} y V_{OP}) y la ganancia de tensión del amplificador $K_V = V_{OP}/V_{IP}$.

R3. Repita los procesos anteriores (T1 a T3) para los diferentes valores de la Tabla 4.1 y anote las medidas en los campos requeridos.

Nota: A partir de ahora montará diferentes circuitos con OPAMP para estudiar su funcionamiento y omitiremos en los esquemas la conexión de la fuente de alimentación (todo y que en el laboratorio tendrá que estar conectada para que los circuitos funcionen correctamente).

4.1.2 Amplificador Inversor

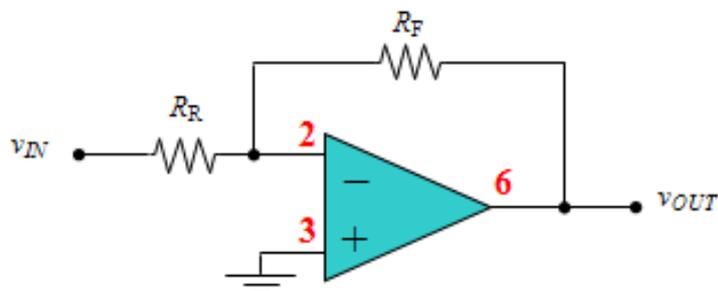


Figura 4.6 – Esquema Eléctrico del Amplificador Inversor

R4. Analice el circuito e la Fig. 4.6 e indique la expresión de ganancia de tensión (K_V). Si $R_R = R_F = 10k\Omega$ y para una entrada sinusoidal de $V_{IP} = 1V$ determine la amplitud de salida V_{OUTP} . ¿Cómo modificaría el circuito para obtener una ganancia $K_V = -10$?

T4. Repita los pasos de configuración del apartado anterior (T1 a T3) para conectar los instrumentos de laboratorio

R5. Represente las formas de onda en la rejilla para esta configuración indicando los valores de pico de ambas señales (V_{IP} y V_{OP}) y la ganancia de tensión del amplificador $K_V = V_{OP}/V_{IP}$. Luego, repita las medidas para cada uno de los casos de la Tabla 4.2 y anote las medidas

4.1.3 Amplificador Sumador Inversor

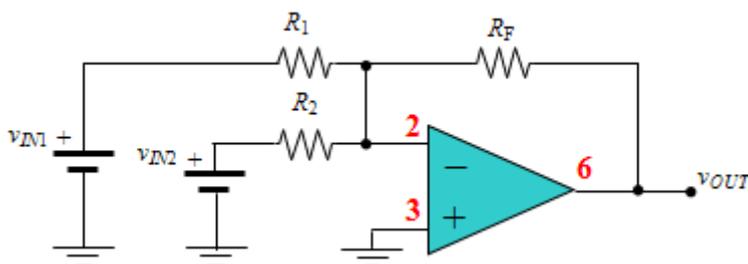


Figura 4.7 – Esquema Eléctrico del Amplificador Sumador Inversor

R6. Analice el circuito de la Fig. 4.7 e indique la expresión con respecto a las dos entradas (v_{in1} y v_{in2}). Luego anote los resultados numéricos que se obtendrían para las diferentes combinaciones de entrada que se indican en la Tabla 4.3, asumiendo que $R_1 = R_2 = R_F = 10k\Omega$.

T5. Monte el circuito e la Fig. 4.7. Para ello, sustituya la alimentación del OPAMP por dos baterías de 9V de manera que podrá usar este instrumento para implementar las dos entradas del circuito (v_{IN1} y v_{IN2}) de 1.5V.

R7. Con la ayuda del voltímetro DC, realice las medidas correspondientes que se indican en la Tabla 4.4 para cada una de las combinaciones de entrada que se indican. Para ello, configure las entradas v_{IN1} y v_{IN2} a partir de la fuente de alimentación conectada en la entrada.

4.1.4 Amplificador Diferencial

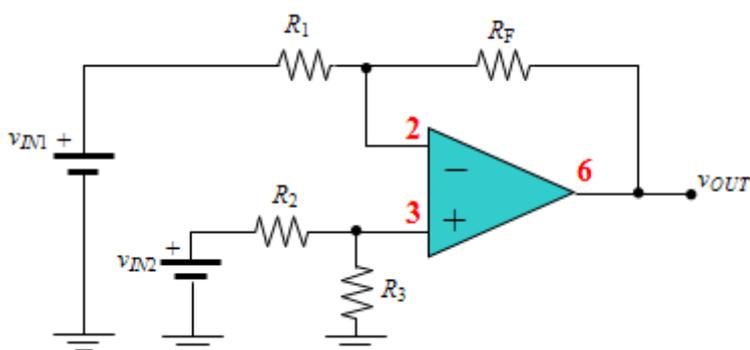


Figura 4.8 – Esquema Eléctrico del Amplificador Diferencial

R8. Indique la expresión con respecto a las dos entradas (v_{IN1} y v_{IN2}) del circuito de la Fig. 4.8. Luego, anote los resultados numéricos para las diferentes combinaciones de entrada que se indican en la Tabla 4.5, asumiendo que $R_1 = R_2 = R_3 = R_F = 10k\Omega$.

T6. Monte el circuito de la Fig. 4.8 y, con la fuente de alimentación conectada de nuevo como entrada del circuito, use el voltímetro para realizar las medidas que se indican a continuación.

R9. Anote las medidas correspondientes que se indican en la Tabla 4.6 para cada una de las combinaciones de entrada que se indican, configurando las entradas v_{IN1} y v_{IN2} según se necesiten con la fuente de alimentación.

R10. En base a los resultados obtenidos en todos los apartados, conteste las preguntas de autoevaluación que se indican al final del anexo.



Anexo 1 – Resultados de laboratorio

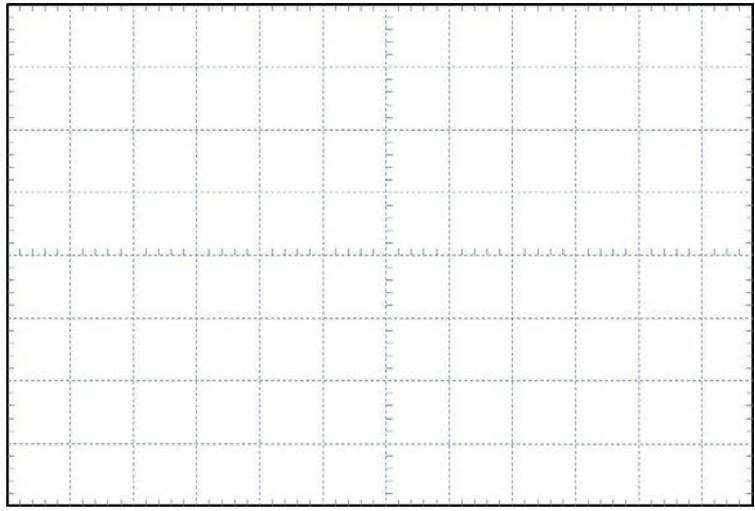
 <p>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH</p> <p>Escola d'Enginyeria Tècnica de Terrassa</p>	 EEL
<p>Práctica 4</p> <p>Introducción al Amplificador Operacional (OPAMP)</p>	
<p>Estudiantes:</p>	

R1. Ganancia del Amplificador No Inversor

V_{IP} : 1V; V_{OUTP} : _____ V.

Describe aquí que haría para obtener $K_V = 10$:

R2. Señales de salida del Amplificador No Inversor

	<p>CH1 VOLT/:</p> <p>Zero POS:</p> <p>CH2 VOLT/:</p> <p>Zero POS:</p> <p>TIME/:</p> <p>Coupling: AC</p>
<p>$V_{IP}(CH1)$: _____ V $V_{OUTP}(CH2)$: _____ V.</p>	



R3. Medidas para diferentes valores de R_R .

R_F (Ω)	R_R (Ω)	V_P		Ganancia ($K_V = v_{OP}/v_{IN}$)	Fase
		Entrada	Salida		
10000	10000				
	5600				
	3300				
	22000				

Tabla 4.1 – Resultados del apartado R3

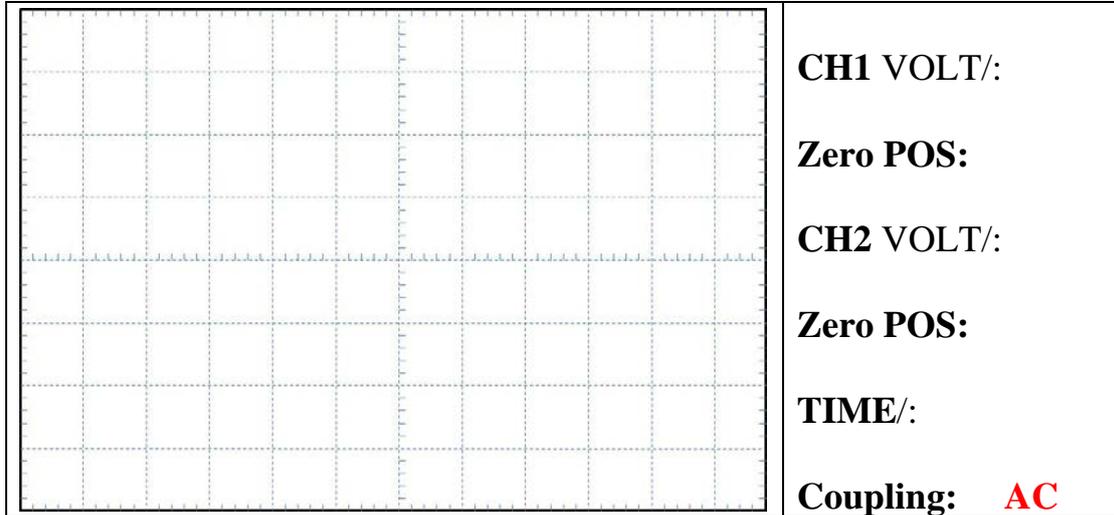
R4. Análisis del Amplificador Inversor

Realice el análisis del circuito aquí

V_{IP} : 1V; V_{OUTP} : _____ V.

Describa aquí que haría para obtener $K_V = -10$:

R5. Señales de salida del Amplificador Inversor



$V_{IP}(CH1)$: _____ V $V_{OUTP}(CH2)$: _____ V.

R_F (Ω)	R_R (Ω)	V_P		Ganancia ($K_V = v_{OP}/v_{IN}$)	Fase
		Entrada	Salida		
10000	10000				
	5600				
	3300				
	68000				

Tabla 4.2 – Resultados del apartado R5

R6. Amplificador Sumador Inversor (Análisis Teórico)

Realice el análisis del circuito aquí

V_{IN1} (V)	V_{IN2} (V)	Salida (V_{OUT})
1.5V	0V	
0V	1.5V	
1.5V	1.5V	
-1,5V	1.5V	

Tabla 4.3 – Resultados del apartado R6

R7. Amplificador Sumador Inversor (Resultados Experimentales)

Entrada (V)		Salida (V)
V_{IN1}	V_{IN2}	V_{OUT}
1.5V	0V	
0V	1.5V	
1.5V	1.5V	
-1,5V	1.5V	

Tabla 4.4 – Resultados experimentales del apartado R7

R8. Amplificador Diferencial (Análisis Teórico)

Realice el análisis del circuito aquí

V_{IN1} (V)	V_{IN2} (V)	Salida (V_{OUT})
1.5V	0V	
0V	1.5V	
1.5V	1.5V	
-1,5V	1.5V	

Tabla 4.5 – Resultados del apartado R8

R9. Amplificador Sumador Inversor (Resultados Experimentales)

Entrada (V)		Salida (V)
V_{IN1}	V_{IN2}	V_{OUT}
1.5V	0V	
0V	1.5V	
1.5V	1.5V	
-1,5V	1.5V	

Tabla 4.6 – Resultados experimentales del apartado R9

R10. Preguntas de Autoevaluación

- 1) La relación de entrada/salida en los cuatro amplificadores vistos depende de...
 - a) La resistencia de realimentación
 - b) La polaridad de entrada
 - c) La magnitud de entrada
 - d) La tensión de alimentación



- 2) En la relación entrada/salida la polaridad de la tensión de salida depende de...
- a) La polaridad de entrada
 - b) La polaridad de alimentación
 - c) El signo de la ganancia del circuito
 - d) Tanto a) como c) son correctas
- 3) En cualquiera de los circuitos vistos, la amplitud de salida (V_{OUTP})...
- a) ... varía con la ganancia
 - b) ...varía con la entrada
 - c) ... varía con la alimentación
 - d) ... ninguna de las anteriores es cierta
- 4) ¿En cuál de las siguientes configuraciones de entrada, se puede afirmar que el **amplificador sumador** funciona como restador?
- a) $V_{IN1} = 1V$ y $V_{I2} = 2V$
 - b) $V_{IN1} = 1V$ y $V_{I2} = -2V$
 - c) $V_{IN1} = -1V$ y $V_{I2} = -2V$
 - d) $V_{IN1} = 0V$ y $V_{I2} = -2V$
- 5) En el Amplificador Diferencial, si todas las resistencias son iguales, y de valor R , la ganancia diferencial ($V_{OUT}/(V_{IN2}-V_{IN1})$) vale
- a) $2 V/V$
 - b) Es unitaria con signo negativo
 - c) Es unitaria con signo positivo
 - d) Tiene valor R^2
- 6) De nuevo en el Amplificador Diferencial, si $V_{IN1} = V_{IN2} = 2V$, ¿cuál sería la tensión Común (V_{MC}) en las dos entrada del circuito? ¿Y en las dos entradas del OPAMP?
-
-

Práctica nº 5

Aplicaciones con OPAMPs y Limitaciones Estáticas

5.0 Preámbulo

Esta práctica tiene como objetivo conocer algunas de las aplicaciones lineales y no lineales básicas con OPAMP así como entender las limitaciones estáticas que existen en dispositivos reales con respecto al concepto de OAMP ideal, introducido en la práctica anterior.

5.0.1 Aplicaciones lineales en Régimen Estático básicas con OPAMP

- Convertidor V/I

El circuito de la Fig. 5.1 ilustra un circuito que funciona con realimentación negativa: el convertidor tensión a corriente. Dado que $v_P = v_N$, la tensión que cae en la resistencia R es la tensión de entrada, $V_R = v_{IN}$. Como la resistencia de entrada del OPAMP en el terminal inversor también es muy alta, resulta que:

$$i_O = i_{RL} = v_{IN} / R \quad (4)$$

por lo que el circuito obtiene una corriente de salida (i_O) que se configura con la entrada v_{IN} .

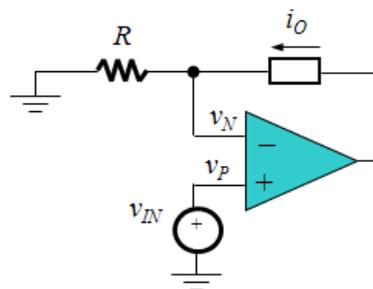


Figura 5.1 – Esquema eléctrico del convertidor V/I

- Convertidor I/V

La Fig. 5.2, en cambio, es un convertidor corriente a tensión. Aquí, como la resistencia de entrada del OPAMP en el terminal inversor es alta, toda la corriente de entrada fluye a través de la resistencia R , por lo que la tensión de salida valdrá:

$$v_O = -v_R = -Ri_{IN} \quad (5)$$

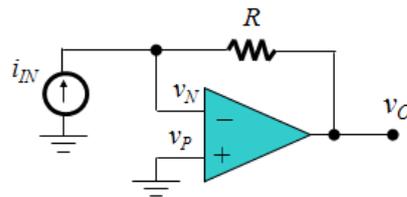


Figura 5.2 – Esquema eléctrico del convertidor I/V

- Driver de corriente (o convertidor I/I)

La Fig. 5.3 muestra un convertidor de corriente a corriente (también conocido como *driver* de corriente). En este circuito i_{IN} fluye por la resistencia R_2 ($i_{IN} = i_{R2}$) debido a la alta resistencia de entrada del terminal inversor. Como $v_P = v_N = 0V$, la tensión en R_1 será $v_{R1} = -v_{R2} = -I_{IN}R_2$, de manera que la corriente de salida es:

$$i_{OUT} = i_{R2} - i_{R1} = i_{IN} - \frac{v_{R1}}{R_1} = i_{IN} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (6)$$

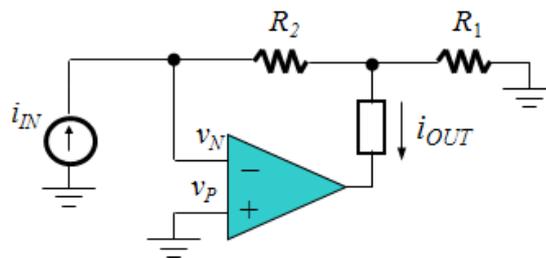


Figura 5.3 – Esquema eléctrico del convertidor I/I

5.0.2 Aplicaciones no lineales con OPAMP

Todos los circuitos con OPAMP vistos hasta ahora (más los que aparecen en el Anexo 2) funcionan de manera lineal. La linealidad se consigue mediante la *realimentación negativa* ya que, como se indicó en la práctica anterior, ésta fuerza v_P seguir a v_N . En cambio, si la realimentación es *positiva* (o no hay realimentación alguna), el hecho de tener una ganancia de lazo abierto muy elevada provoca que trabaje en zona de conmutación ($v_{OUT} = +V_{SAT}$ si $v_P > v_N$; y $v_{OUT} = -V_{SAT}$, en caso contrario). Este comportamiento bi-estable es altamente no lineal y constituye la base de los circuitos *comparadores de tensión* (Fig. 5.4). El comportamiento no lineal también se puede obtener utilizando elementos no lineales (como diodos e interruptores) como parte de la red de realimentación negativa, como es el caso de los circuitos *rectificadores de tensión de precisión*, *detectores de pico*, o *limitadores y retenedores de tensión*, entre otros.

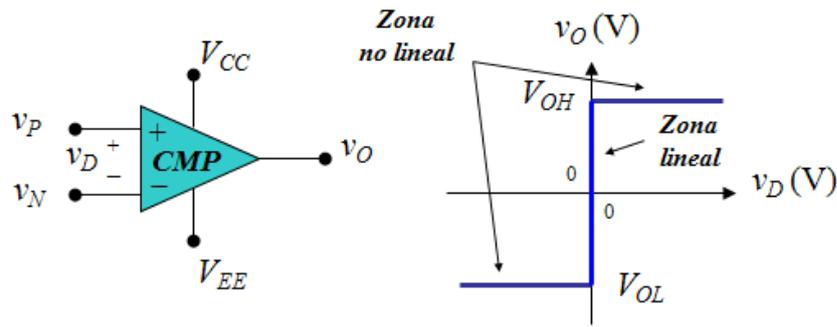


Figura 5.4 – Principio de funcionamiento de un Comparador de Tensión con OPAMP

- Rectificador de media onda activo

La Fig. 5.5 muestra el esquema de un rectificador de media onda con OPAMP. Su funcionamiento es el siguiente:

- 1) Cuando la señal de entrada es positiva, y debido a la realimentación negativa, resulta que $(v_{IN} = v_P > 0V)$. Al ser la tensión positiva el OPAMP deriva la corriente necesaria a la salida para que el diodo conduzca (D=ON), por lo que la salida sigue la entrada $(v_N = v_P = v_{IN} = v_{OUT})$.
- 2) Sin embargo, cuando la entrada es negativa $(v_{IN} = v_P < 0V)$, como la corriente no puede fluir de cátodo a ánodo (y entrar hacia el OPAMP por su salida) el diodo deja de conducir (D=OFF). Por consiguiente, el OPAMP pierde la realimentación negativa y el circuito queda abierto. En este caso, la tensión en la carga es nula $(v_{OUT} = 0V)$.

El hecho de que el OPAMP tenga una ganancia en lazo abierto muy elevada elimina virtualmente el efecto de la tensión de codo del diodo (por ejemplo, si $V_\gamma = 0.7V$ y $k = 100000$, el diodo se pone a conducir cuando $v_D = 0.7/100000 = 7\mu V$). Por lo que este rectificador es muy útil para rectificar señales de tensión muy bajas (orden de mV) y referidas a tierra.

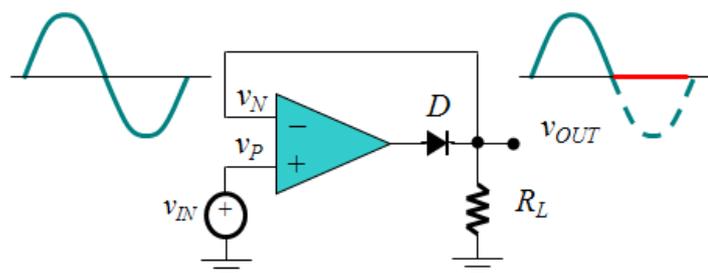


Figura 5.5 – Esquema eléctrico del rectificador de media onda activo con OPAMP

- Limitador de tensión activo

La Fig. 5.6 ilustra un limitador positivo activo (también denominado “recortador”). Si $v_P = V_{REF}$ el circuito presenta el siguiente funcionamiento según la entrada v_{IN} :

- 1) Cuando $v_{IN} > V_{REF}$, la tensión diferencial $v_D = v_P - v_N$ es negativa y arrastra la salida del OPAMP hacia un potencial negativo. Dado que, entonces, el ánodo es más positivo que el cátodo el diodo se pone a conducir (D=ON) y hace que el OPAMP trabaje con realimentación negativa. En este punto, el OPAMP queda

configurado como seguidor de tensión y, por tanto, la salida es constante y de valor $v_{OUT} = V_{REF}$.

- 2) En cambio, cuando $v_{IN} < V_{REF}$, la tensión diferencial v_D es positiva. Esto abre al diodo (D=OFF) y el OPAMP, que pierde la realimentación negativa, de manera que ahora la salida sigue libremente la entrada, $v_{OUT} = v_{IN}$.

Para cambiar el nivel de tensión del limitador, únicamente requiere ajustar V_{REF} . Al igual que en el rectificador el OPAMP, se elimina el efecto la tensión de codo del diodo, por lo que la función de este circuito se puede extender a señales de muy bajo nivel.

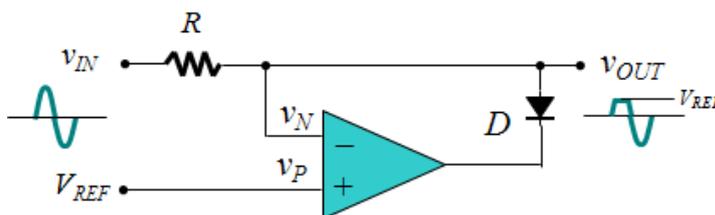


Figura 5.6 – Esquema eléctrico del limitador de tensión activo con OPAMP

5.03 Limitaciones estáticas de los Amplificadores Operacionales

En realidad, el OPAMP es mucho más complejo y está compuesto de diversas etapas donde cada una cumple una finalidad específica (Fig. 5.7). La etapa de entrada, formada por Q_1 y Q_2 es un amplificador diferencial que se polariza mediante Q_{14} que funciona como fuente de corriente. Este amplificador excita una carga activa, formada por Q_3 y Q_4 , de manera que en la base de Q_5 se obtiene una tensión amplificada proporcional a la entrada v_{ENT} . Este transistor, que funciona como *seguidor de emisor* incrementa por β la resistencia de entrada de la etapa amplificadora formada por Q_6 cuya ganancia de tensión es muy elevada.

La última etapa es una etapa de salida en configuración clase AB (Q_9 y Q_{10}). Gracias a la tensión simétrica, el punto de trabajo es idealmente de 0V. Por otro lado, Q_{11} forma parte del circuito que sirve para generar la polarización (I_{BIAS}) que junto con Q_7 y Q_8 compensa las tensiones base-emisor de Q_9 y Q_{10} y eliminan la distorsión de *crossover*. El condensador C_c , por su parte, sirve para compensar la respuesta en frecuencia del OPAMP y previene de oscilaciones no deseadas. Su valor está cerca de los 30pF.

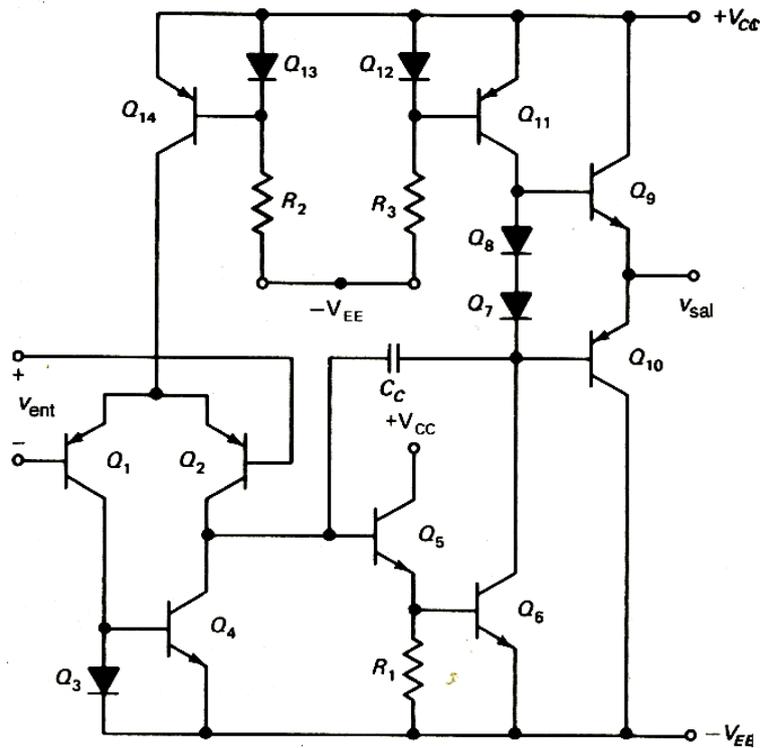


Figura 5.7 – Esquema interno simplificado del OPAMP LM741

- Corriente de Polarización (I_B) y de Offset (I_O) de entrada

Todo el circuito se encapsula dentro de un integrado de silicio. Para que funcione, además de conectar las alimentaciones V_{CC} y V_{EE} , se deben conectar los retornos externos para que las corrientes de base de los transistores de entrada fluyan hacia tierra. Esto se consigue conectando resistencias externas desde la salida del amplificador y hacia los terminales de entrada. Sin embargo, aunque estas corrientes son muy pequeñas, no son necesariamente iguales. Por lo que éstas provocan un desbalance de la tensión diferencial de entrada ($v_D \neq 0$) que resulta en un error de salida. El valor que en las hojas de datos del fabricante aparece como *Input Bias Current* (I_B) corresponde al promedio de las dos corrientes de entrada (Fig. 5.8):

$$I_B = \frac{I_P + I_N}{2}; \quad (1)$$

mientras que el valor denominado como *Input Offset Current* (I_{OS}) es la diferencia entre estas corrientes:

$$I_{OS} = I_P - I_N. \quad (2)$$

Dependiendo del tipo de OPAMP, la corriente de polarización (I_B) puede oscilar desde valores de nano amperio (10^{-9}) a femto amperio (10^{-15}). Las hojas del fabricante indican tanto el valor típico como el máximo que puede llegar a alcanzar el dispositivo. Valores habituales en el popular **LM741** a temperatura ambiente son $I_{B(\text{typ.})} = 80\text{nA}$ y $I_{B(\text{max.})} = 500\text{nA}$; y una corriente de offset: $I_{OS(\text{typ.})} = 20\text{nA}$ y $I_{OS(\text{max.})} = 200\text{nA}$. Ambas corrientes dependen de la temperatura. Los OPAMPs que presentan baja corriente de offset son los

que se construyen con transistores de entrada tipo JFET ya que en ellos la corriente de puerta es prácticamente nula. El OP-77 con $I_{B(\text{typ.})} = 1.2\text{nA}$ (2.0nA máximo) y $I_{OS(\text{typ.})} = 0.3\text{nA}$ (1.5nA máximo) es un ejemplo.

- Tensión de Offset de entrada (V_{OS})

A priori, si las dos entradas del OPAMP se conectan a tierra la salida debería ser nula, pues ésta vale $v_{OUT} = k(v_P - v_N) = k \cdot 0 = 0\text{V}$. Pero en un OPAMP real, como los dos transistores presentan ligeras diferencias físicas en la unión base-emisor, habrá una pequeña tensión ($v_D \neq 0\text{V}$) que provocará que la salida no sea nula. Esto es:

$$v_{OUT} = k(v_P + V_{OS} - v_N) \quad (3)$$

Esta expresión implica que, en lazo abierto, la característica del OPAMP no está centrada en el origen sino que puede aparecer desplazada tanto a la izquierda como a la derecha. Este desplazamiento viene especificado en las hojas del fabricante como *Input Offset Voltage*, y se modela en los esquemas eléctricos con una fuente de tensión conectada en serie con la entrada del terminal no inversor (Fig. 5.8). En este modelo, $v_P \neq v_N$.

Como con la corriente de offset (I_{OS}), la magnitud y polaridad de V_{OS} varía con el tipo de OPAMP. Valores absolutos habituales en el LM741 son $V_{OS(\text{typ.})} = 2\text{mV}$ (6mV máximo) y $V_{OS(\text{typ.})} = 10\mu\text{V}$ (50 μV máximo) en el OP-77. Además, se da la circunstancia de que este valor depende también de otros factores como son: las variaciones de temperatura (ΔT), tensiones en modo común elevadas (v_{CM}), variaciones de la alimentación (ΔV_{CC}) o el margen dinámico de salida (Δv_{OUT}).

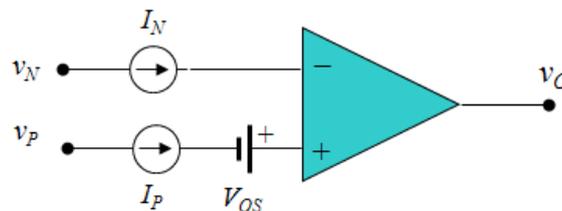


Figura 5.8 – Modelo del OPAMP que considera los errores estáticos del dispositivo

5.1 Trabajo de Laboratorio

5.1.1 Aplicaciones con OPAMP

- Convertidor V/I

T1. Monte el circuito de la Fig. 5.9 y conecte la fuente de alimentación simétrica. Usando el osciloscopio como voltímetro, conecte su entrada (CH1) en el terminal no inversor del OPAMP, y el amperímetro en serie con la salida del OPAMP. Configure el osciloscopio con acoplamiento DC.

R1. Ajuste el potenciómetro de $1\text{k}\Omega$ para obtener un voltaje de entrada $V_{ENT} = 1\text{V}$ y anote el valor de corriente del amperímetro en la casilla correspondiente de la Tabla 5.1

R2. Repita el mismo proceso para los otros voltajes indicados en la Tabla 5.1

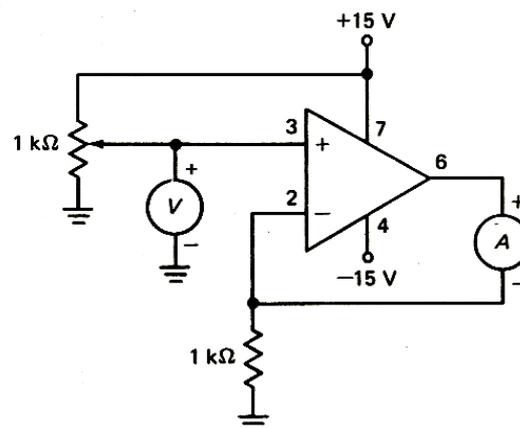


Figura 5.9 – Esquema eléctrico del *convertidor V/I* a montar en el laboratorio

- Convertidor I/V

T2. Monte el circuito de la Fig. 5.10 y conecte la fuente de alimentación. Con el canal CH1 del osciloscopio conectado a la salida del OPAMP, y el amperímetro en serie con la entrada inversora. Ajuste el potenciómetro de $1\text{k}\Omega$ para obtener una corriente $I_{IN} = 1\text{mA}$.

R3. Registre el valor del voltímetro en la casilla correspondiente de la Tabla 5.2 y repita el proceso para el resto de valores.

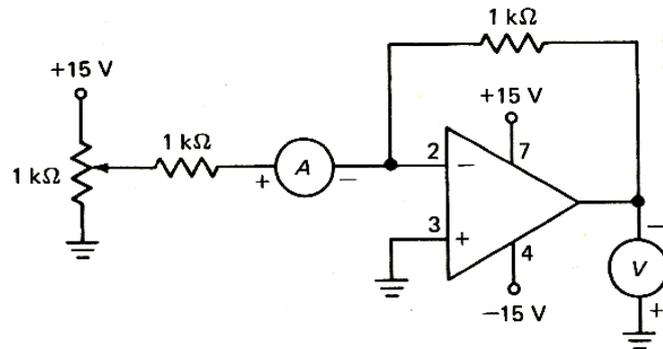


Figura 5.10 – Esquema eléctrico del convertidor I/V a montar en el laboratorio

- Driver de corriente (o convertidor I/I)

Nota: Para esta actividad, necesitara utilizar **dos amperímetros**.

T3. Monte el circuito de la Fig. 5.11 y conecte la fuente de alimentación. Con los dos amperímetros conectados, ajuste el potenciómetro R_{ent} de manera que la corriente de entrada sea $I_{IN}=0.1\text{mA}$.

R4. Registre el valor de corriente en la casilla correspondiente de la Tabla 5.3 y repita el proceso para el resto de valores.

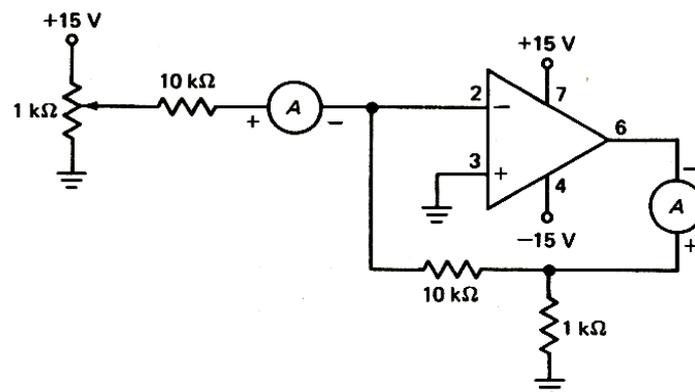


Figura 5.11 – Esquema eléctrico del “driver” de corriente a montar en el laboratorio

- Comparador de Tensión

T4. Monte el circuito de la Fig. 5.12 usando dos LEDs de colores diferentes y conecte la fuente de alimentación. Varíe el potenciómetro y observe qué hacen los diodos LED.

T5. Usando el voltímetro para observar la tensión en el terminal no inversor (pin 3 del OPAMP), ajuste el potenciómetro R_{ent} hasta que obtenga una tensión $V_P = 0.1\text{V}$.

R5. Anote el color el led que se enciende en la Tabla 5.4. Repita el proceso para $V_P = -0.1V$.

T6. Desconecte el terminal inversor del OPAMP de tierra (pin nº 2 del circuito integrado) y conecte en su lugar una batería de **-9V**.

R6. Ajuste el potenciómetro R_{ent} y observe en el voltímetro la tensión en que los LEDS conmutan. Anote el valor en la Tabla 5.4

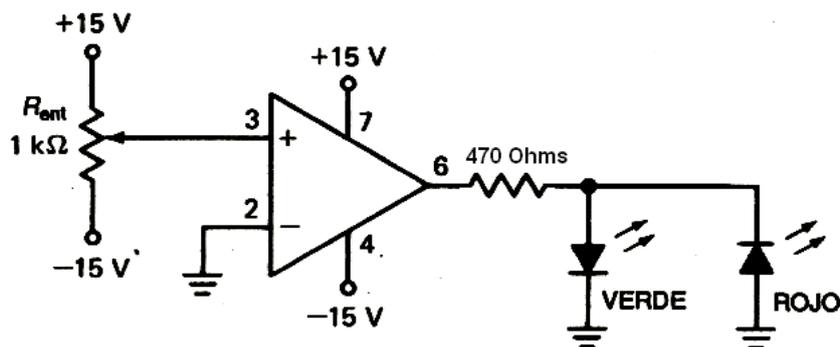


Figura 5.12 – Esquema eléctrico del comparador de tensión a montar en el laboratorio

- Rectificador de media onda activo

T7. Monte el circuito de la Fig. 5.13 y conecte la fuente de alimentación. Configure el generador a una señal sinusoidal de $V_{IP} = 1V$ y una frecuencia $f=100Hz$. Conecte el canal X (CH1) en la entrada v_{IN} y el canal Y (CH2), acoplado en DC, en bornes de R_L .

R7. Represente la forma de onda en la rejilla e indique el valor de pico de salida V_{OUTP} .

R8. Cambie la dirección del diodo y explique razonadamente lo que sucede.

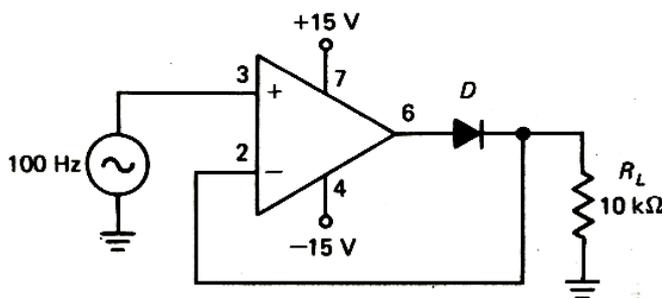


Figura 5.13 – Esquema eléctrico del rectificador de media onda activo a montar en el laboratorio

- Limitador de tensión activo

T8. Monte el circuito de la Fig. 5.14 y conecte la fuente de alimentación. Configure el generador a una señal sinusoidal de $V_{IP} = 1V$ y una frecuencia $f=100Hz$. Conecte el canal X (CH1) en la entrada v_{IN} y el canal Y (CH2), acoplado en DC, a la salida v_{sal} .

T9. Observe la forma de onda de salida mientras cambia la posición del cursor del potenciómetro. Luego, déjelo aproximadamente a la mitad del recorrido ($\alpha = 0.5$).

R9. Represente ambas formas de onda en la rejilla e indique la tensión a la que se recorta la onda de salida v_{sal} y razone el valor obtenido.

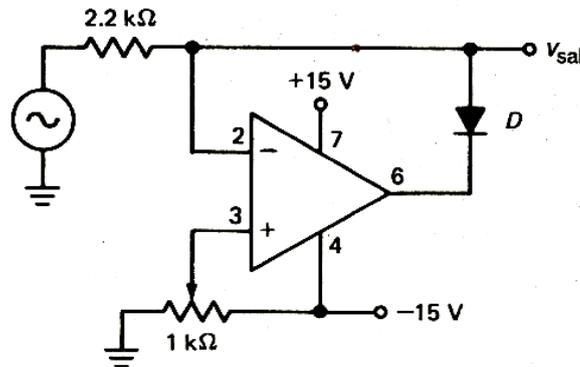


Figura 5.14 – Esquema eléctrico del limitador (o recortador) de tensión a montar en el laboratorio

5.1.2 Limitaciones estáticas de los OPAMPs

- Medida de la Corriente de Polarización (I_B) y offset (I_{OS})

T10. Monte el circuito de la Fig. 5.15a y conecte el canal del osciloscopio X en la entrada inversora del OPAMP (pin nº 2).

Nota: Dado que los voltajes que va a medir son muy pequeños (orden de mV) se necesita usar el osciloscopio. Si al conectar la sonda, observa un rizado excesivo, inserte el circuito que muestra la Fig. 5.15b entre el punto de medida (A) y la entrada del osciloscopio. Esto permitirá el paso de la componente DC (debido a I_B) atenuando la componente AC correspondiente al ruido.

R10. Anote el voltaje y establezca el valor de corriente I_N (con la Ley de Ohm).

T11. Cambie el punto de medida a la entrada no inversora y repita este proceso para medir I_P .

R11. Determine la corriente de polarización I_B y de offset I_{OS} . Comente los resultados.

R12. Repita los procesos anteriores para diferentes OPAMPs (i.e: LF411 y OP-77).

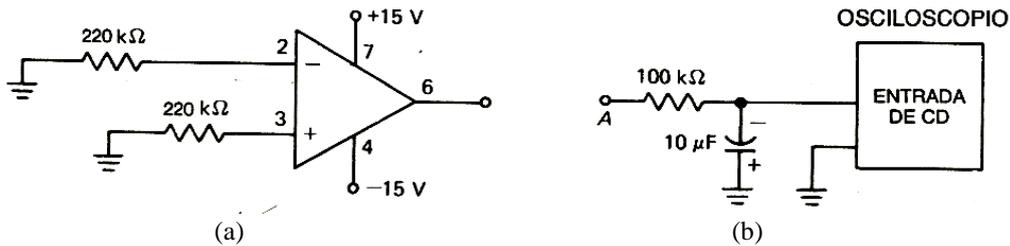


Figura 5.15 – Medida de la corriente de polarización (I_B) y de *offset* (I_{OS}) del OPAMP; a) Circuito a montar en el laboratorio para medir las corrientes, b) Red de atenuación de la componente AC

- Medida de la Tensión de Offset (V_{OS})

T12. Monte el circuito de la Fig. 5.16a y conecte el canal del osciloscopio X en la salida del OPAMP).

R13. Anote el voltaje y establezca el valor de la tensión de *Offset* V_{OS} de entrada. Cambie de OPAMP (LF411 y OP-77) y repita el proceso anterior para cada uno. Comente los resultados

Nota: Este circuito presenta una estructura no inversora con ganancia $|k_v| = 1 + 100\text{k}\Omega / 100\Omega = 1001$, de manera que la tensión de offset de entrada se obtiene indirectamente como:

$$v_{OS} = \frac{v_{OUT(OS)}}{k_v} \quad (4)$$

donde $v_{OUT(OS)}$ corresponde a la tensión de salida medido.

T13. Vuelva a insertar en el circuito el OPAMP LM741. Conecte un potenciómetro de $5\text{k}\Omega$, tal y como se muestra en la Fig. 5.16b. Con la máxima resolución posible en el osciloscopio (Volts/) ajuste el potenciómetro de manera que la tensión de salida sea la más pequeña posible

R14. Anote el nuevo valor de offset de entrada ($V_{OS(\min)}$) que se obtiene con la corrección

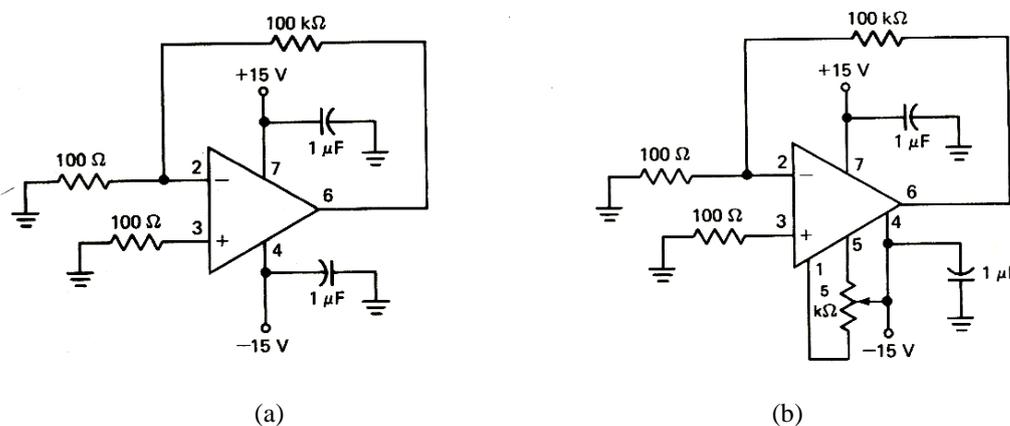


Figura 5.16 – Medida de la tensión de offset de entrada (V_{OS}) del OPAMP; a) Circuito a montar en el laboratorio para medir la tensión de offset, b) Circuito con la red de ajuste de compensación de V_{OS}

Anexo 1 – Resultados de laboratorio

 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH	 EEL
Escola d'Enginyeria Tècnica de Terrassa	
Pràctica 5	
Aplicaciones básicas con OPAMPs y Limitaciones Estáticas	
Estudiantes:	

R1 y R2. Convertidor V/I

I_{ENT} (V)	I_{SAL} (mA)	V_{ENT} (V)	I_{SAL} (mA)
1		5	
2		6	
3		8	
4		10	

Tabla 5.1 – Resultados de laboratorio del convertidor V/I

R3. Convertidor I/V

I_{ENT} (mA)	V_{SAL} (V)	I_{ENT} (mA)	V_{SAL} (V)
1		5	
2		6	
3		8	
4		10	

Tabla 5.2 – Resultados de laboratorio del convertidor I/V

R4. Driver de corriente

I_{ENT} (mA)	I_{SAL} (mA)	I_{ENT} (mA)	I_{SAL} (mA)
0.1		0.5	
0.2		0.6	
0.3		0.8	
0.4		1	

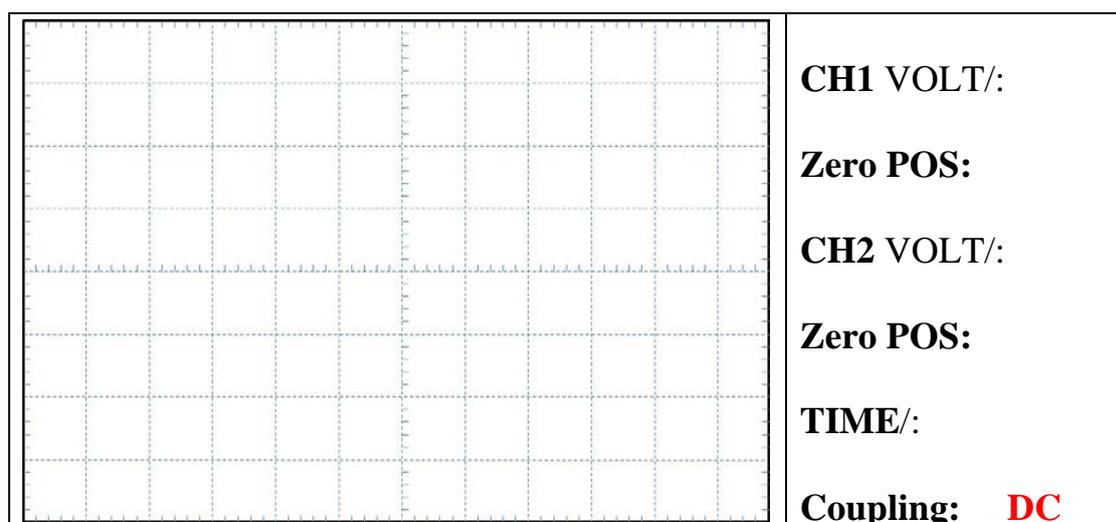
Tabla 5.3 – Resultados de laboratorio del driver de corriente

R5 y R6. Comparador de tensión

Coomparador de Tensión	
Color del LED (R5: $V_P = 0.1V$):	
Color del LED (R5: $V_P = -0.1V$):	
Tensión de cruce (R6):	

Tabla 5.4 – Resultados de laboratorio del comparador de tensión

R7. Rectificador de media onda activo



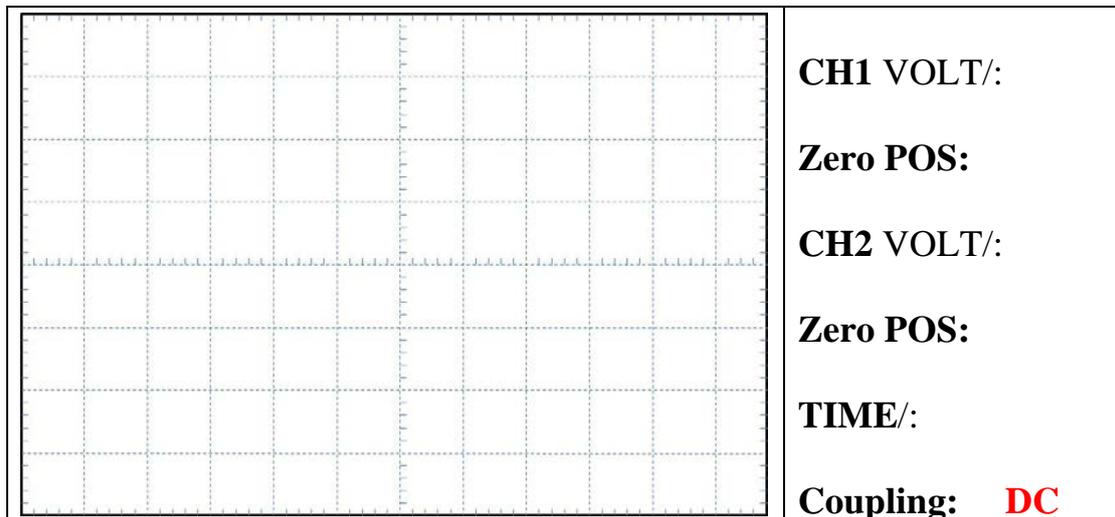
$V_{IP}(CH1)$: _____ V $V_{OUTP}(CH2)$: _____ V.



R8. Rectificador de media onda activo

Comente aquí lo que sucede cuando gira el diodo D

R9. Limitador de tensión activo



V_{OUTP} de recorte: _____ V.

Justifique aquí el valor de recorte obtenido

R10 R11 y R12. Medida de I_B e I_{OS}

OPAMP	V_P	V_N	I_P	I_N	I_B	I_{OS}
LM741						
LF411						
OP-77						

Tabla 5.5 – Resultados de laboratorio sobre los errores de corriente estáticos del OPAMP

R13. Medida de V_{OS}

OPAMP	$V_{OUT(OS)}$	V_{OS}
LM741		
LF411		
OP-77		

Tabla 5.6 – Resultados de laboratorio sobre los errores estáticos de tensión de offset (V_{OS})

R14. Medida de V_{OS} (después de ajustar el potenciómetro)

$V_{OS(min)}$: _____ (V)

R15. Preguntas de Autoevaluación

- 1) En el circuito convertidor I/V de la Fig. 5.9, el motivo por el que las corrientes medidas de la Tabla 5.1 no hayan sido exactamente 1, 2, 3, 4, 5, 6, 8 y 10mA se debe a:
 - a) ...la corriente de polarización I_B del OPAMP
 - b) ...la corriente de offset I_{OS} del OPAMP
 - c) ...la tensión de offset V_{OS} del OPAMP
 - d) Todas las anteriores son ciertas.



- 2) Que habría que hacer en este mismo circuito para que, con una tensión de entrada $V_{ENT} = 1V$, se obtenga una corriente $I_{SAL} = 2mA$.
-
-

- 3) Indique si las siguientes afirmaciones de los montajes que ha realizado son *Verdaderas (V)* o *Falsas*

	V	F
Un <i>amplificador de tensión</i> , ofrece una ganancia de tensión estable, con una resistencia de entrada alta y una resistencia de salida baja		
Un convertidor V/I perfecto fuerza una corriente fija, independientemente del valor de la carga conectada a su salida		
Un convertidor I/V produce una tensión constante a la salida		
Un OPAMP que se utiliza en Lazo Abierto es un limitador de tensión		
El rectificador de media onda activo no posee un voltaje de codo de 0.7V. , El voltaje de codo se encuentra en algún lugar en la región de μV		
El rectificador de media onda activo sólo se utiliza para señales de muy bajo nivel		
Tanto la corriente de polarización como de offset, se obtienen a partir de las corrientes de entrada en los terminales del OPAMP (i_P e i_N)		
Una <i>carga activa</i> es un transistor que se configura para trabajar como una resistencia de valor muy elevado.		

Anexo 2– Configuraciones resistivas básicas del OPAMP que utilizan Realimentación Negativa

Los circuitos de la Tabla A1 se consideran configuraciones básicas con OPAMP. Éstas son utilizadas a menudo como subetapas de sistemas electrónicos todavía más complejos donde todos los OPAMP utilizan realimentación negativa. La Tabla A1 únicamente muestra el esquema eléctrico y la función que realiza cada ejemplo. La demostración analítica que permite obtener dicha función se deja como ejercicio al lector.

Circuito	Esquema eléctrico	Función de transferencia
Seguidor de tensión		$\frac{v_O}{v_I} = 1$ $v_O = v_I$
Amplificador no inversor		$\frac{v_O}{v_I} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$
Amplificador inversor		$\frac{v_O}{v_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1}$
Amplificador sumador inversor		$v_O = -R_F \sum_{i=1}^N \frac{v_i}{R_i}$

<p>Amplificador diferencial</p>		$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_2 - \frac{R_2}{R_1} v_1$ <p>* Si $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ $v_o = v_2 - v_1$</p>
<p>Convertidor I/V (Xarxa T)</p>		$v_o = -kRi_I$ <p>on $k = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R}$</p>
<p>Fuente de Howland</p>		$i_o = \left(\frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 R_2 R_3}\right) v_I + \frac{v_I}{R_1}$ <p>* Si $R_4/R_3 = R_2/R_1$ $i_o = \frac{v_I}{R_1}$</p>
<p>Derivador</p>		$v_o(t) = -RC \frac{dv_I(t)}{dt}$ $\frac{v_o(s)}{v_I(s)} = -RCs$
<p>Integrador</p>		$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_I(t) dt + v_c(t_0)$ $\frac{v_o(s)}{v_I(s)} = -\frac{1}{RCs} + \frac{v_c(t_0)}{s}$ <p>* Habitualment $t_0 = 0$</p>
<p>Amplificador Instrumentació (2 Operacionals)</p>		$v_o = A_d (v_2 - v_1)$ $A_d = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + 2 \frac{R_2}{R_1}\right)$

<p>Amplificador de Instrumentación (3 OPAMPs)</p>		$v_o = A_d (v_2 - v_1)$ $A_d = \left(1 + 2 \frac{R_3}{R_G} \right) \frac{R_2}{R_1}$
<p>Convertidor de Impedància Negativa (NIC)</p>		$R_{EQ} = -\frac{R_1}{R_2} R$ <p>* Si $R_1 = R_2$</p> $R_{EQ} = -R$

Tabla A1. Configuraciones elementales con OPAMP trabajando con “Realimentación Negativa”



Práctica nº 6

CIRCUITOS RC. Respuesta Escalón y Régimen Sinusoidal

6.0 Preámbulo

En esta práctica aprenderá a obtener la respuesta en el dominio del tiempo de circuitos RC básicos de 1er. Orden, tanto teóricamente como simulación (utilizando el software de simulación MATLAB), ante entradas de *tipo escalón* como señales sinusoidales y los contrastará con los resultados en prototipos de laboratorio. Para ello se necesita dominar el cálculo teórico mediante la transformada de Laplace. El trabajo consiste en desarrollar los apartados marcados con la letra “T” (**tareas**) con la finalidad de realizar las simulaciones pertinentes y rellenar el formulario con las respuestas a las cuestiones “R” que se suministra al final del anexo.

6.0.1 Introducción

6.0.1.1. Condensadores e inductores

Un condensador es un componente formado por dos electrodos aislados por un material dieléctrico. En este componente, la carga eléctrica q es directamente proporcional al voltaje v_c que cae en los electrodos

$$q(t) = C v_c(t) \quad (1)$$

donde C denota capacidad de carga del condensador en ‘Faradios’ (1 faradio equivale a 1 coulomb/volt y los valores más habituales son del orden de microfaradios ($1\mu\text{F}=10^{-6}\text{F}$) o picofaradios ($1\text{pF}=10^{-12}\text{F}$). Por otra parte, la corriente que circula por el condensador depende de la velocidad de cambio de la carga eléctrica, de manera que la relación tensión/corriente de este componente es,

$$i_c(t) = \frac{dq}{dt} = \frac{d(Cv_c)}{dt} = C \frac{dv_c(t)}{dt}. \quad (2)$$

La Tabla 6.1 representa este modelo y su equivalencia en el dominio de Laplace. A efectos prácticos, la metodología de Laplace permite transformar del dominio temporal al dominio s con el cambio,

$$\frac{dx(t)}{dt} \xrightarrow{L} s \times x(s) \quad (3)$$

donde $s = d(\cdot)/dt$, es el operador que representa las “variaciones en el tiempo” de $x(t)$, y que también se asocia a la frecuencia angular ω (en rad/seg) de la señal sinusoidal de entrada como,

$$s = j\omega \tag{4}$$

donde $f = \omega/2\pi$ se expresa en Hz.

Gracias a esta transformación, se pueden utilizar las reglas básicas de análisis (*Ley de Ohm, Kirchoff, etc...*) para obtener rápidamente el comportamiento de redes pasivas con condensadores e inductores (con C y L), ya que desde el punto de vista de la señal alterna (AC) la impedancia capacitiva equivalente a una “resistencia compleja” cuyo valor es $X_c = 1/(j\omega C)$. El mismo principio se puede aplicar al inductor (L) donde aquí la tensión depende de la variación de campo magnético,

$$v_L(t) = \frac{d\phi}{dt} = \frac{d(Li_L)}{dt} = L \frac{di_L(t)}{dt}, \tag{5}$$

donde la inductancia L se expresa en *henrios (H)*, i ϕ representa el campo magnético y $X_L = j\omega L$ corresponde a la impedancia inductiva. De este modo, condensador e inductor se pueden considerar *duales*. Es decir, intercambiando i por v (i v por i) y X_c por X_L , respectivamente, una expresión lleva a la otra.

Símbolo C/L	Relación I-V Dominio Temporal	Impedancia Dominio (s) frecuencial	Modelo I/V cuando las condiciones iniciales NO son nulas
	$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt}$	$X_c(s) = \frac{v_c(s)}{i_c(s)} = \frac{1}{Cs}$	
	$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$	$X_L(s) = \frac{v_L(s)}{i_L(s)} = Ls$	

Tabla 6.1. Símbolo, convenciones, y modelo I-V del condensador/inductor en ambos dominios (temporal y frecuencial).

6.0.1.2 Respuesta a entradas de tipo escalón (redes de 1er. Orden)

Considere la señal de la Fig. 6.2a que se aplica a un circuito genérico. La entrada v_i se conecta al circuito en el instante $t = 0$ y salta de 0 a V_A (Fig. 2.b). A esta función se le conoce como *función escalón* y su modelo matemático, tanto en el dominio temporal como Laplace es,

$$V_A u(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ V_A, & t \geq 0 \end{cases} \xrightarrow{L} u(s) = \frac{V_A}{s} \tag{6}$$

donde $u(t)$ denota escalón unitario,

$$u(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases} \xrightarrow{L} u(s) = \frac{1}{s}. \tag{7}$$

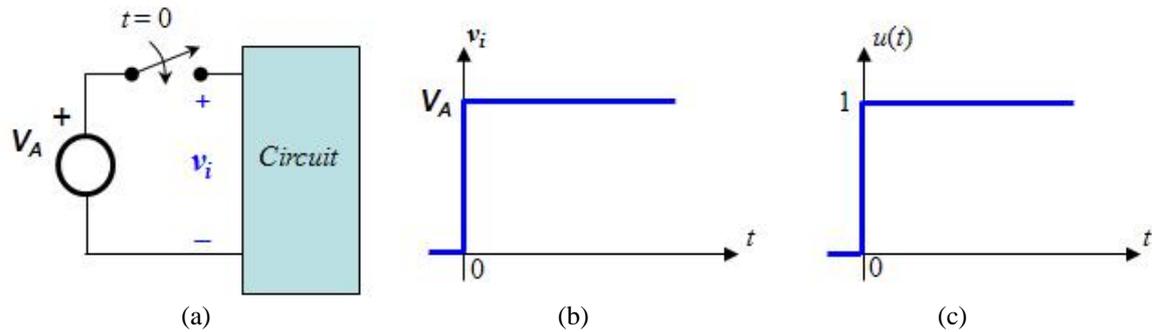


Figura 6.2. Función escalón. a) Circuito con entrada DC; b) Forma de onda de la función escalón; c) Escalón unitario

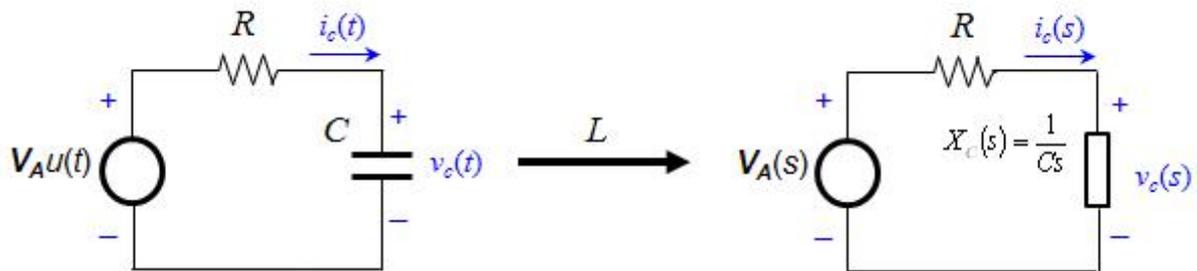


Figura 6.3. Circuito RC serie y equivalente en el dominio transformado (s)

La Fig. 6.3a muestra un circuito RC serie al que se le aplica un escalón $V_A u(t)$. Si se consideran condiciones iniciales nulas en el condensador ($V_{c0} = 0V$), en el dominio transformado (Fig. 6.3b), la tensión del condensador se obtiene aplicando *divisor de tensión* como,

$$v_c(s) = \frac{X_c(s)}{R + X_c(s)} V_A(s) = \frac{\frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs}} \frac{V_A}{s} = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \frac{V_A}{s} \quad (8)$$

Su transformada inversa es directa,

$$v_c(s) = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} \frac{V_A}{s} \xrightarrow{L^{-1}} v_c(t) = V_A \left(1 - e^{-t/RC} \right) \quad (9)$$

y presenta un transitorio exponencial (Fig. 6.4). Dado que la entrada es $v_i(t) = V_A u(t) = V_A$, para calcular la corriente $i_c(t)$ simplemente se resta $v_c(t)$ a la entrada ($v_R = v_i - v_c$) y se divide por R .

Ahora examinaremos la respuesta del circuito RC serie desde un punto de vista más físico. Inicialmente, se asume que para $t < 0$ la tensión del condensador es nula. Cuando en $t = 0$ la fuente V_A se conecta al circuito. La expresión (2) exige que $v_c = 0$ justo en el instante después de conectar la entrada ($t = 0+$) o, en caso contrario $i_c \rightarrow \infty$ cosa que destruiría el componente. De manera que en este instante se cumple que,

$$v_R(0+) = V_A; \quad i_c(0+) = v_R/R = V_A/R.$$

Por tanto, la corriente salta instantáneamente de 0 a V_A/R (observe que un salto brusco de corriente “sí” es posible en el condensador, cosa que no ocurre con los inductores donde la situación es análoga).

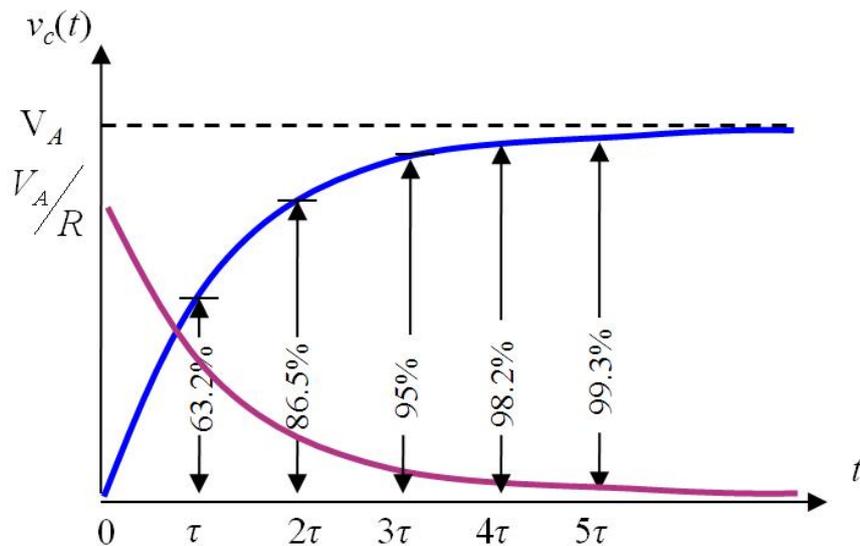


Figura 6.4. Detalle de la respuesta escalón del circuito RC serie: Fuente V_A – trazo discontinuo negro; $v_c(t)$ – trazo continuo azul; $i_c(t)$ – trazo continuo lila.

Así, la corriente fluye por el condensador que se carga. Como $v_c(t)$ aumenta, la corriente empieza a disminuir a razón $e^{-t/RC}$ hasta que desaparece, y la tensión se estabiliza a $V_c = V_A$. El estado posterior en que no ocurre cambio alguno, teóricamente $t = \infty$, se le conoce como **régimen estacionario**. Sin embargo, la variación es negligible cuando $t = 5RC$ ($e^{-5} < 0.01$) y, por tanto, se puede decir que el régimen estacionario empieza en este momento. Al transitorio inicial de esta señal también se le denomina **respuesta natural** del circuito ya que representa la manera en que los componentes (R y C en este caso) responden “por si solos” ante la entrada, mientras que al régimen estacionario también se le denomina **respuesta forzada** ya que es la que la fuente de entrada “impone” ($t \rightarrow \infty$) a la salida.

Por último, si se expresan R y C en términos de sus dimensiones básicas, es posible demostrar que el producto RC es una unidad de tiempo (seg). Es más, si se rescribe (8) como,

$$H(s) = \frac{v_c(s)}{V_A(s)} = \frac{1/RC}{s + 1/RC} \quad \Leftrightarrow \quad H(s) = H_0 \frac{1/\tau}{s + 1/\tau} \quad (10)$$

se obtiene una expresión que caracteriza unívocamente el comportamiento del circuito, y en la que se puede “prescindir” del conocimiento de la función en el dominio temporal $v_c(t)$. De hecho, a partir de la expresión en el dominio transformado ‘s’ (10), del circuito se deduce que:

- El término H_0 es **Factor de Amplificación** del circuito.
- El sistema es de Orden $N = 1$. Es decir, el “grado s del denominador es s^1 (término $s + 1/\tau$).
- El factor $\tau = RC$ denota **constante de tiempo** y representa la razón de cambio de la tensión del condensador: cuando $t = \tau$, $v_c(t) = 0.63V_A$ (el 63% del valor de entrada).

En definitiva, H_0 representa la ganancia del circuito ($H_0 = 1$ indica que, en régimen estacionario, v_c será igual que V_A ; $v_c(\infty) = V_A$). Por otro lado, el hecho de que el orden sea $N=1$ da a conocer el número de elementos reactivos que intervienen en el circuito (un condensador C en este caso); y por último la constante $\tau = RC$ indica que el tiempo de respuesta (t_s - *settling time*) es $t_s = 5RC$. De aquí la importancia de la expresión (10) y la razón por la que ésta recibe el nombre **Función de Transferencia** del circuito.

Cabe remarcar que se da la circunstancia de que en todo circuito con R , L y C 's; **todas y cada una de las variables eléctricas** del mismo responden a una estructura de $H(s)$ con el “mismo

denominador” y, por consiguiente, “mismo orden N” y “misma constante τ ”. Como ejemplo, en el circuito RC serie que acabamos de ver esto equivale a afirmar que i_C , i_R , v_R y v_C son de orden $N=1$ y $\tau = RC$. De aquí que comúnmente se diga que N es el **orden del circuito** (o también *orden del sistema*) y τ corresponde a la **constante de tiempo del circuito**.

6.0.2 Respuesta a entrada sinusoidal (cualquier orden N)

El equivalente en la transformada de Laplace de la señal coseno (Fig 6.5) se expresa como,

$$x(t) = A \cos(\omega t) \quad \xrightarrow{L} \quad x(s) = A \frac{s}{s^2 + \omega^2} = A \frac{s}{(s + j\omega)(s - j\omega)} \quad (11)$$

donde A representa la amplitud y $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ es la frecuencia angular (rad/seg). Si se introduce esta señal a la entrada del circuito RC serie anterior, el cálculo de la respuesta temporal con el método de Laplace requiere resolver una expresión de grado $N=3$ de la forma,

$$v_c(s) = \frac{1/Cs}{R + 1/Cs} v_i(s) = A \frac{1/RC}{s + 1/RC} \frac{s}{s^2 + \omega^2} = \frac{B_1}{s + 1/RC} + \frac{B_2}{s + j\omega} + \frac{B_2^*}{s - j\omega} \quad (12)$$

donde B_1 y B_2 son las constantes de los términos de $v_c(s)$,

$$B_1 = A \frac{\left(\frac{1}{RC}\right)^2}{\omega^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)^2} \quad \text{i} \quad B_2 = \frac{A}{2} \frac{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 - \left(j\omega/RC\right)}{\omega^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}. \quad (13)$$

La transformada inversa (12) es de la forma,

$$v_c(t) = B_1 e^{-\frac{t}{RC}} + B_2 e^{j\omega t} + B_2^* e^{-j\omega t} \quad (14)$$

donde el término B_1 representa a la *respuesta natural* del circuito, y que se desvanece con t , mientras que B_2 corresponde a la *respuesta forzada*. Si se omite la parte transitoria de B_1 , y aplicando el Teorema de Euler se llega a una expresión de la forma

$$v_c(t) = A \frac{1/RC}{\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}} \cos[\omega t - \tan^{-1}(\omega RC)] = A \times |H(j\omega)| \times \cos[\omega t + \angle H(j\omega)] \quad (15)$$

donde,

$$|H(j\omega)| = \frac{1/RC}{\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}} \quad \text{y} \quad \angle H(j\omega) = -\tan^{-1}(\omega RC), \quad (16)$$

denotan **módulo** y **fase**, respectivamente, de la función de transferencia $H(s)$ definida en (10).

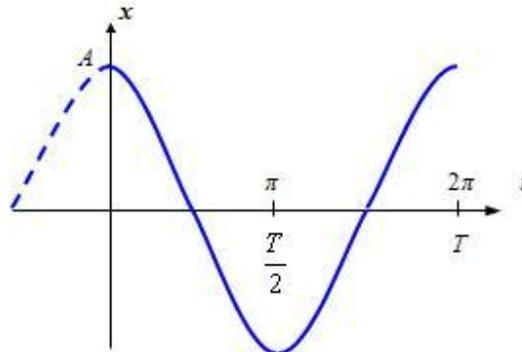


Figura 6.5. Función coseno: $x(t) = A\cos(\omega t)$

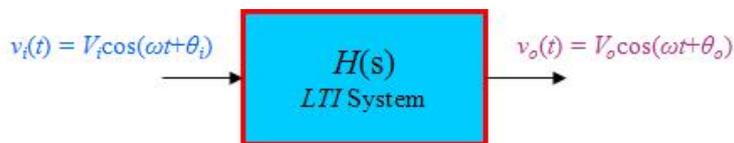


Figura 6.5. Concepto general de la respuesta a entrada sinusoidal de un sistema lineal e invariante en el tiempo (LTI).

En otras palabras, al introducir una señal sinusoidal al circuito RC se obtiene otra senoide pero corregida por un factor numérico $|H(j\omega)|$ y desplazada $\angle H(j\omega)$ grados con respecto al ciclo de entrada, mientras que la frecuencia ω es la misma tanto a la entrada como la salida. De hecho, existe una metodología por la que este cálculo es extrapolable a “cualquier” sistema LTI de orden N siempre que el objetivo consista en conocer el régimen estacionario ($t \rightarrow \infty$). Dicho método es válido al margen del número de elementos reactivos (C y L) que haya en el circuito.

Las expresiones indicadas en (16) son muy importantes ya que constituyen la base de lo que se conoce como **respuesta frecuencial**, pues permiten conocer el comportamiento del circuito RC para cualquier entrada sinusoidal (sinus o cosinus), y frecuencia ω .

6.0.2.1 Metodología para el cálculo de la respuesta a una entrada sinusoidal

A nivel general, dada la función $H(s)$ de un sistema LTI (Fig. 5), su módulo se expresa como,

$$|H(j\omega)| = \sqrt{H_R^2(j\omega) + H_I^2(j\omega)} \tag{17}$$

donde los subíndices “R” e “I” denotan parte “real” y “compleja”, respectivamente, de la función original $H(s)$, mientras que la fase $\angle H(j\omega)$ se obtiene como,

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{H_I(j\omega)}{H_R(j\omega)}\right), & \text{si } H_R(j\omega) \geq 0 \\ \pi + \tan^{-1}\left(\frac{H_I(j\omega)}{H_R(j\omega)}\right), & \text{si } H_R(j\omega) < 0 \end{cases} \tag{18}$$

donde $\angle H(j\omega)$ se expresa en “radianes”.

Sin embargo, en la mayoría de situaciones prácticas $H(s)$ viene dado en forma de fracción y tanto numerador como denominador contienen parte real e imaginaria. Por lo que una manera de calcular (17) consiste en aplicar,

$$|H(j\omega)| = \frac{\sqrt{\text{num}[H_R^2(j\omega)] + \text{num}[H_I^2(j\omega)]}}{\sqrt{\text{den}[H_R^2(j\omega)] + \text{den}[H_I^2(j\omega)]}} \quad (19)$$

donde “num” y “den” denotan numerador y denominador, respectivamente de $H(s)$. Mientras que para la fase se aplica (18) en numerador $\angle \text{num}[H(j\omega)]$ y denominador $\angle \text{den}[H(j\omega)]$ respectivamente, para a continuación aplicar,

$$\angle H(j\omega) = \angle \text{num}[H(j\omega)] - \angle \text{den}[H(j\omega)]. \quad (20)$$

El lector puede observar que aplicando (19) y (20) en (10) se llega a las expresiones de módulo y fase del circuito RC serie indicadas en (16). En otras palabras, si se denota como $V_i(\omega)$ a la amplitud de entrada cuando la frecuencia es ω , y la fase inicial es $\theta_i(\omega)$, la amplitud y fase de salida serán, respectivamente,

$$V_o(\omega) = |H(j\omega)| \times V_i(\omega) \quad \text{y} \quad \theta_o(\omega) = \angle H(j\omega) + \theta_i. \quad (21)$$

La Fig. 6.6 muestra cómo se obtiene esta información a partir de las formas de onda que se observarían tanto a la entrada como la salida del circuito. Básicamente, para medir el módulo de $|H(j\omega)|$ de manera práctica únicamente hay que calcular la **relación entre ambas amplitudes** de las señales sinusoidales:

$$|H(j\omega)| = \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)}, \quad (22)$$

mientras que para obtener la fase $\angle H(j\omega)$, hay que medir el intervalo t_1 y realizar el cálculo,

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} 2\pi \frac{T-t_1}{T} & , \text{si } t_1 \geq T/2 \\ -2\pi \frac{t_1}{T} & , \text{si } t_1 < T/2 \end{cases} \quad (23)$$

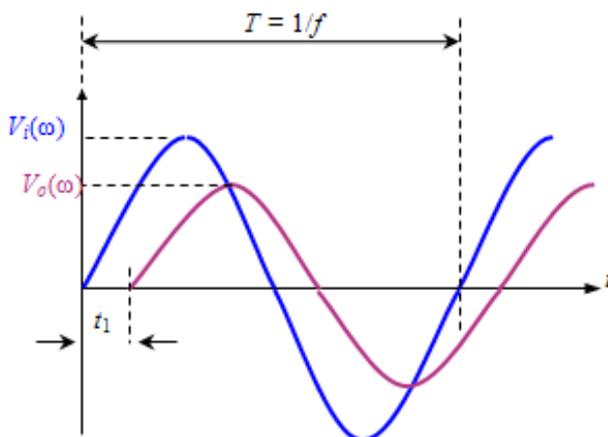


Figura 6.6. Parámetros de tensión y tiempo que permiten obtener $|H(s)|$ y $\angle H(s)$ de manera experimental.

6.1 Estudio y simulación de circuitos RC de 1er. Orden con MATLAB

6.1.1 Respuesta escalón

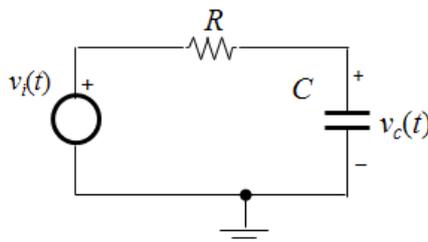


Figura A.1 Circuito RC serie de 1er orden

R1. Para $R = 10\text{k}\Omega$ y $C = 22\text{nF}$ ($22\text{e-}9\text{F}$) en el circuito de la Fig. A1 obtenga los valores teóricos del Factor H_0 , la constante de tiempo (τ) y tiempo de estabilización t_s . ¿Cuánto vale la tensión de subida $V_c(\tau)$ y el valor final $V_c(\infty)$ para una **entrada tipo escalón de 5V**?

R2 Ejecute el siguiente código de MATLAB que obtiene la respuesta a un **escalón de 5V** para familiarizarse con las instrucciones de este entorno que permite simular sistemas LTI. Representa las formas de onda y verifique que los resultados son los esperados.

```
% Inicialización de Constantes y Componentes
>> R=10e3; C=22e-9;
>> tau=R*C;
>> Vi=5;

% Definición del intervalo de tiempo de simulación
>> t_simulacion=4e-3; n_muestras=1000; incremento_t=t_simulacion/n_muestras;
>> t=0:incremento_t:t_simulacion-incremento_t; % esta instrucción genera un vector
"t" con todos los instantes de tiempos que van de 0s hasta "t_simulacion" con el
incremento indicado en la variable "incremento-t"

% Definición del vector con la forma de onda de entrada (escalón de 5V)
>>v_in = Vi*ones(1,n_muestras) % la función "ones()" genera un vector de tamaño
"n_muestras" con todas las celdas a "1."

% Definición del sistema
>> numHs=1/tau; % Numerador de H(s)
>> denHs=[1 1/tau]; % Denominador de H(s). Cada posición dentro de [.] corresponde
a un término del polinomio en el denominador expresado en 's': denHs = [1 1/tau] →
denHs = s^1+1/tau
>> Hs=tf(numHs,denHs); % Definición del objeto que contiene la función H(s)

% Resultado de simulación
>> lsim(Hs,v_in,t); % Obtiene la respuesta de H(s) a la entrada "v_in" del intervalo
indicado en "t" y las representa en una gráfica (Es necesario que las dimensiones de
"v_in" y "t" coincidan)
```

Figura A.2 Código para obtener la respuesta escalón del circuito RC serie

R3. Cambie los valores de R y C a otros diferentes y repita de nuevo la simulación



Nota: Es probable que necesite ajustar el tiempo de simulación ($t_{\text{simulación}}$) y el incremento (incremento_t) en base a los nuevos valores de R y C escogidos para observar adecuadamente la señal, realizar medidas y contrastar los resultados.

6.1.2 Respuesta sinusoidal

R4. En base al siguiente código que calcula teóricamente la respuesta sinusoidal del circuito RC serie, determine los parámetros de $H(s)$ y la respuesta en el dominio de tiempo para los casos que aparecen en la Tabla A3. Para ello, haga las modificaciones del código que crea oportunas

```
% Inicialización de Constantes y Componentes
>> R=1e3; C=10e-6;
>> tau=R*C; f_in=5; T_in=1/f_in;
>> Vip=1;
>> w=2*pi*f_in; %w es la frecuencia angular de entrada;

% Cálculo del módulo |H(s)| i la fase de H(s)
>> modHs=(1/tau)/sqrt(w^2+(1/tau)^2); % Expresión (16)
>> faseHs=-atan2(w,1/tau);

% Parámetros de la señal de salida
>> Vop=Vip*modHs; % Amplitud de salida teórico
>> t1=-faseHs/w; % Tiempo de retardo
```

Figura A.3 Código para el cálculo teórico de la respuesta sinusoidal del circuito RC serie (1ª combinación de la Tabla A2)

R5. Utilice el código base que se indica a continuación para simular el circuito RC a una entrada sinusoidal en los casos del apartado anterior (Tabla A3). Represente formas de onda y contraste resultados y contraste los resultados.

```
% Inicialización de Constantes y Componentes
>> R=1e3; C=10e-6;
>> tau=R*C; ts=5*tau;
>> f_in=5; T_in=1/f_in;
>> Vip=1;
>> w=2*pi*f_in; %w es la frecuencia angular de entrada;
% Definición del intervalo de tiempo de simulación
>> t_simulacion=5*max([T_in,ts]); n_muestras=2000;
inc_t=t_simulacion/n_muestras; % El tiempo de simulación ha de permitir realizar las
medidas después del transitorio inicial. Esto sucede o bien por encima del período de
entrada "T_in" o cuando la señal se estabiliza ( $t > 5RC$ ) si "f_in" es muy alta.

>> t=0:incremento_t:t_simulacion-incremento_t;

% Definición del vector con la forma de onda de entrada (entrada sinus 1Vp)
>> v_in = Vip*sin(w*t);

% Definición del sistema
>> numHs=1/tau; % Numerador de H(s)
>> denHs=[1 1/tau]; % Denominador de H(s).
>> Hs=tf(numHs,denHs); % Función H(s)

% Resultado de simulación
>> lsim(Hs,v_in,t);
```

Figura A.4 Código para la simulación del circuito RC serie a una entrada sinusoidal

Ahora que ya conoce como obtener la respuesta a entradas de tipo escalón y sinusoidales con MATLAB, practicará con otros circuitos RC de orden $N=1$.

R6. En los circuitos RC de de la Fig. A5 obtenga mediante análisis teórico su función de transferencia $H(s) = v_o(s)/v_s(s)$. Para cada circuito, especifique las expresiones del *Factor de Ganancia* (H_0) y la constante de tiempo (τ), frecuencia natural del sistema ($\omega_n = 1/\tau$) y tiempo de estabilización (t_s). Indique todos los valores.

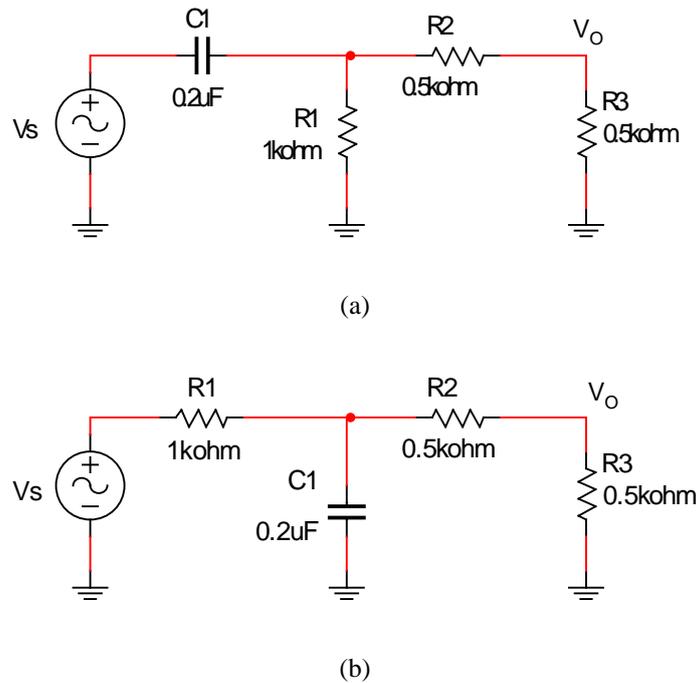


Figura A.5. Circuitos RC alternativos que se tienen que simular con MATLAB

R7. En todos los circuitos, obtenga por simulación la **respuesta a una entrada escalón de $V_s=5V$** : $v_s(t) = 5u(t)$. Para ello, modifique el código MATLAB suministrado en R2 convenientemente, represente las señales y especifique los valores de tensión inicial $V_o(0)$, la respuesta forzada, $V_o(\infty)$, constante de tiempo (τ) y tiempo de estabilización (t_s) de cada uno de ellos.

R8. En los tres circuitos de la Fig. A5, obtenga la respuesta en módulo $|H(s)|$ y fase $\angle H(j\omega)$ teóricos para una amplitud de entrada de **5V** y las frecuencias f de la Tabla A4. Indique en todos los casos la amplitud de salida, V_{OP} , y el tiempo de retardo, t_1 , que se obtendría para dicha entrada $v_s(t)$

R9. Adapte el código suministrado en R4 y simule los circuitos para las entradas indicadas en el apartado anterior. Anote los puntos relevantes en los gráficos y contraste resultados.

6.2 Trabajo de Laboratorio

6.2.3 Circuito RC serie

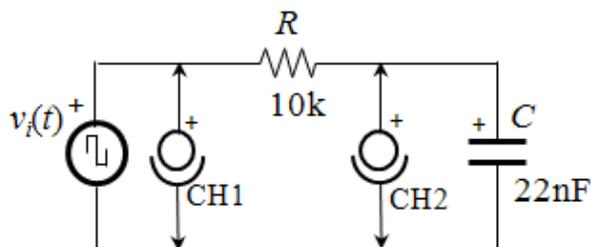


Figura A6. Circuitos RC a montar en la ProtoBoard

T1. Monte el circuito de la Fig. A6 en el ProtoBoard y conecte el generador y las sondas del osciloscopio para medir la tensión del condensador $v_c(t)$, (CH2) y la entrada $v_i(t)$, (CH1).

T2. Configure el generador de funciones a una **señal cuadrada** entre **0** y **5V**, y fije una frecuencia **$f = 100\text{Hz}$** . Configure el osciloscopio para observar un ciclo de la señal.

Nota: Dado que la señal en el generador tiene que ser entre 0 y 5V, tendrá que configurar un Offset $V_{\text{OFF}} = 2.5\text{V}$ y una amplitud $V_{\text{IP}} = 2.5\text{V de pico}$ (5V pico-a-pico). Por otro lado, es necesario que ambos canales del osciloscopio estén en acoplamiento DC

R10. Represente las formas de onda que observa por pantalla en la rejilla y mida los parámetros de la señal $v_c(t)$ indicados en la tabla y contraste con los resultados teóricos y de simulación. Cambie los valores de R y C a los que utilizó en R3 y repita las medidas.

T3. Cambie los componentes del circuito por **$R = 1\text{k}\Omega$** y **$C = 10\mu\text{F}$** . Configure en el generador una **entrada sinusoidal de 1V de pico (sin offset)**, y de frecuencia **$f = 5\text{Hz}$** , y configure el osciloscopio para observar **DOS CICLOS** de entrada.

R11. Represente las formas de onda en la rejilla y realice las medidas de la Tabla A9. Repita el proceso para las otras frecuencias **$f=20\text{Hz}$** y **$f=100\text{Hz}$** . Adapte la configuración del generador y osciloscopio según convenga.

6.2.3 Circuitos RC alternativos

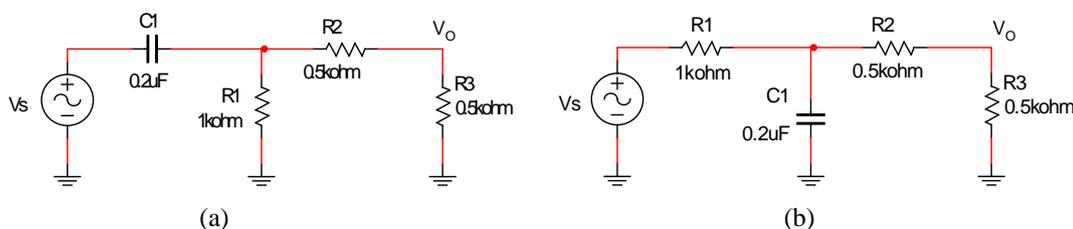


Figura A7. Circuitos RC alternativos a montar en la ProtoBoard

T4. Monte el circuito de la Figura A7a. Configure el generador con una **señal cuadrada** entre **0** y **5V** y configure la frecuencia de entrada a **$f=150\text{Hz}$** .



R12. Represente en la rejilla las formas de onda que observa por pantalla y realice las medidas de los parámetros indicados. Contraste los resultados con los de simulación

T5. Cambie la señal cuadrada por una **señal sinusoidal** con $V_{SP} = 5V$ (**sin offset**) manteniendo la frecuencia a $f_1=150Hz$ y ajuste el osciloscopio para ver convenientemente las señales.

R13. Realice las medidas de los parámetros de la señal indicados para obtener el módulo $|H(s)|$ y la fase $\angle H(j\omega)$ del circuito con esta frecuencia y repita el proceso para las otras dos frecuencias $f_2=1.5Khz$ y $f_3=15KHz$. Contraste los resultados

R14. Repita los tres últimos apartados (T4, R12, T5 y R13) para el circuito de la Fig. A7b.

Nota: Si dispone de tiempo, cambie alguno de los componentes del circuito para ver cómo afecta a su comportamiento y repita las medidas para, así, consolidar los conceptos teóricos aprendidos en esta práctica.



Anexo 1 – Resultados de laboratorio

 <p>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH</p> <p>Escola d'Enginyeria Tècnica de Terrassa</p>	 EEL
<p>Práctica 6</p> <p>CIRCUITOS RC: Respuesta Escalón y Régimen Permanente Sinusoidal</p>	
<p>Estudiantes:</p>	

6.1. Estudio y Simulación con MATLAB

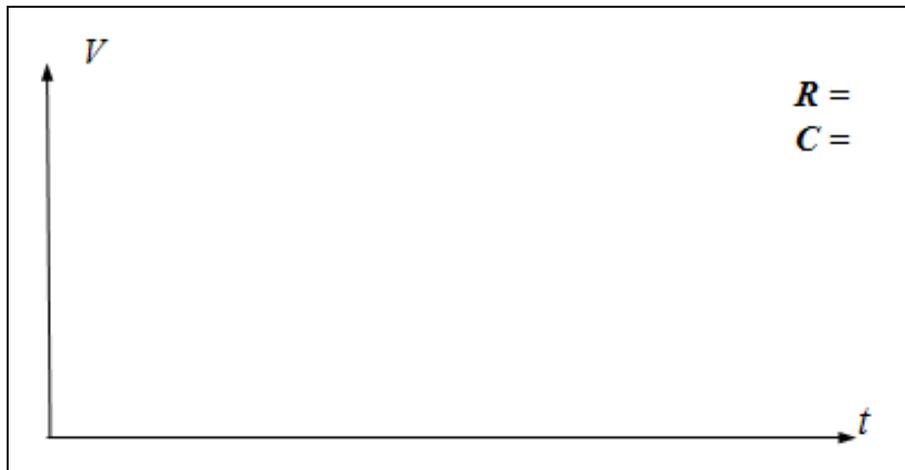
R1. Circuito RC serie

$H_0 = \text{_____} (V/V)$ $\tau = \text{_____} (\text{mseg})$ $t_s = \text{_____} (\text{mseg})$

V_i (V)	$V_C(\infty)$ (V)	$V_C(\tau)$ (V)
5V		

Tabla A1 – Resultados teóricos del circuito RC serie

R2 y R3. Simulación del Circuito RC (Respuesta Escalón)





Apdo.	R	C	τ	t_s	$V_C(\infty)$ (V)	$V_C(\tau)$ (V)
R2	10k Ω	22nF				
R3*						

Tabla A2 – Resultados de Simulación del circuito RC serie. * Indique los valores de R y C que usa en R3

R4. Circuito RC: Régimen permanente sinusoidal (Resultados teóricos)

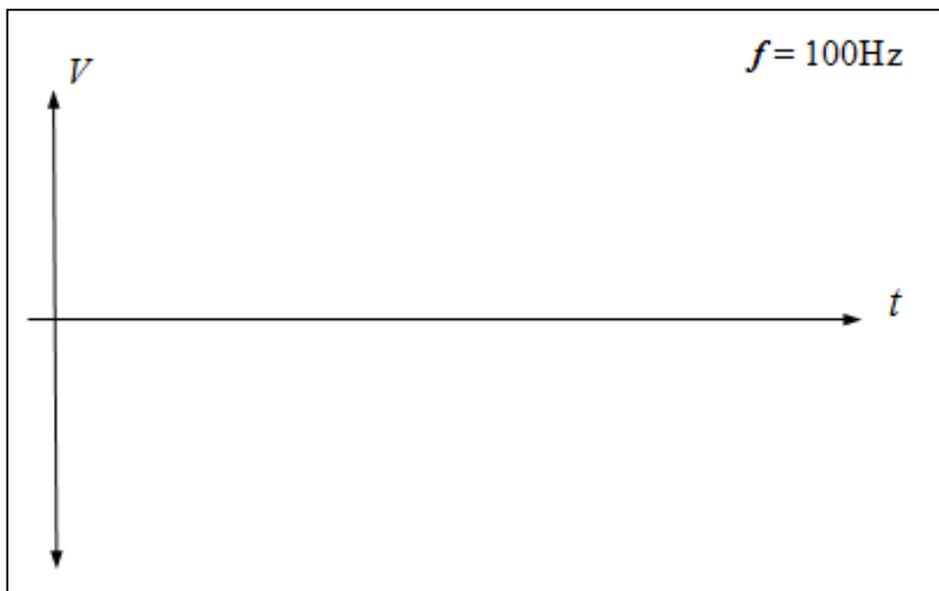
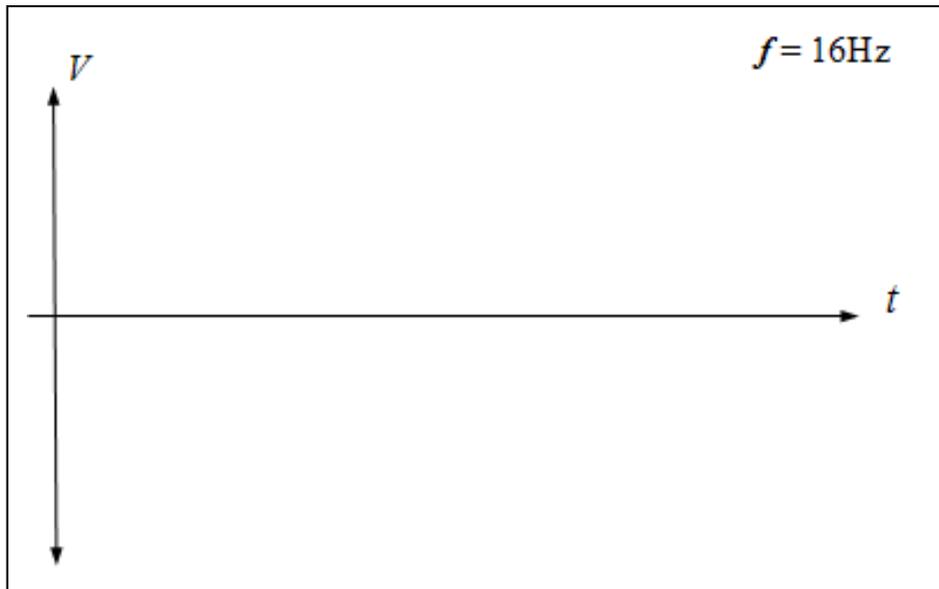
V_{IP} (V)	F (Hz)	T (seg)	ω (rad)	$ H(j\omega) $ (V/V)	$\angle H(j\omega)$ (rad)	V_{CP} (V)	t_1 (seg)
1	5Hz						
5	5Hz						
1	20Hz						
1	100Hz						

Tabla A3 – Resultados Teóricos del circuito RC serie. Régimen Permanente Sinusoidal

R5. Circuito RC: Régimen Permanente sinusoidal (Resultados de Simulación)

Represente $v_i(t)$ y $v_o(t)$ en esta gráfica indicando valores de pico (V_{IP} , V_{OP}) y tiempo de retardo (t_1)

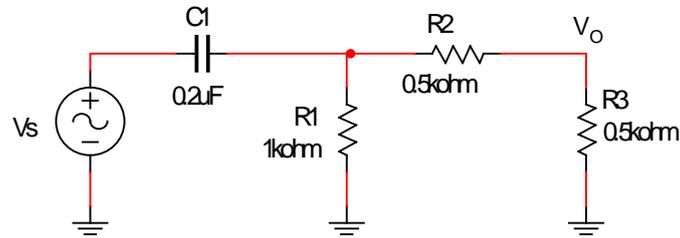




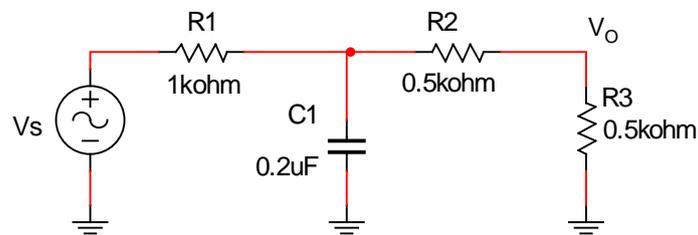
V_{IP} (V)	F (Hz)	$ H(j\omega) $ (V/V)	$\angle H(j\omega)$ (rad)	V_{CP} (V)	t_1 (seg)
1	5Hz				
5	5Hz				
1	20Hz				
1	100Hz				

Tabla A4 – Resultados de Simulación del Circuito RC serie. Régimen Permanente Sinusoidal

R6. Análisis Teórico de los circuitos RC alternativos



Analice el 1er. Circuito RC aquí



Analice el 3re circuito RC aquí

Circuito	1er Circuito	2º. Circuito	3er. Circuito
H_0 (Expresión y valor)			
τ (Expresión y valor)			
$\omega_n = \tau^{-1}$ (valor)			
t_s (valor)			

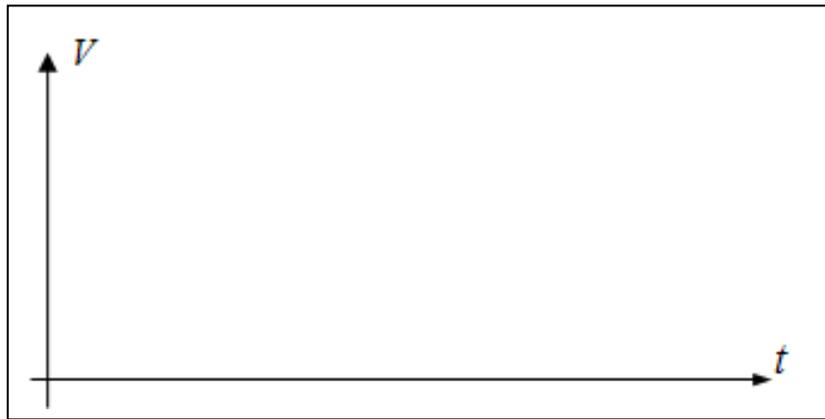
Tabla A5 – Resultados de Simulación del circuito RC serie. * Indique los valores de R y C que usa en R3

R7. Respuesta al Escalón de los circuitos RC alternativos

Represente las formas de onda $v_s(t)$ y $v_o(t)$ del 1er Circuito RC aquí



Represente las formas de onda $v_s(t)$ y $v_o(t)$ del 2º Circuito RC aquí



Circuito	$V_C(0)$ (V)	$V_C(\infty)$ (V)	τ (seg)	t_S (seg)
1º				
2º				

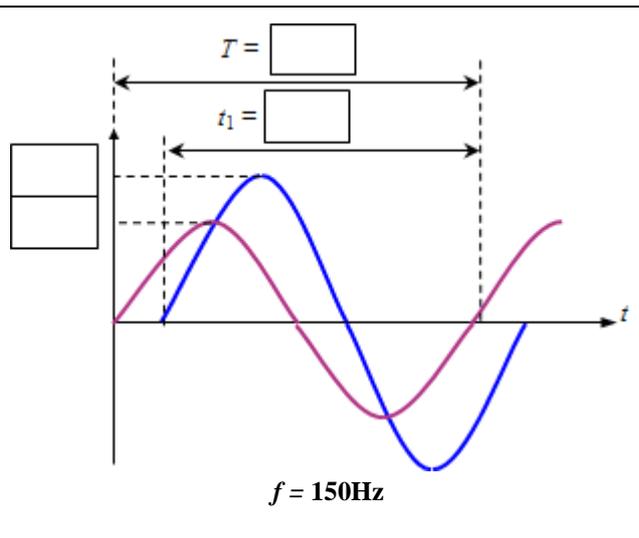
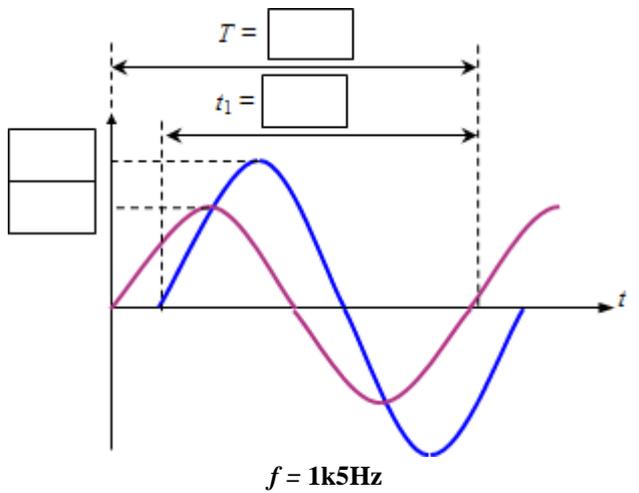
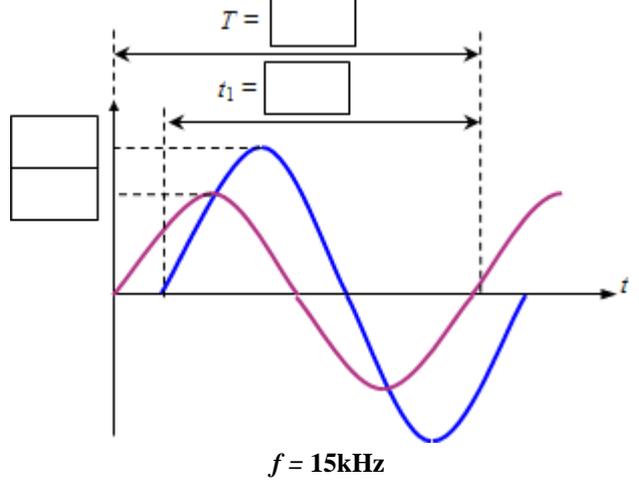
Tabla A6 – Resultados de Simulación de los tres circuitos RC serie del apartado R7

R8. Régimen Sinusoidal de los Circuitos Alternativos (Resultados Teóricos)

F (Hz)	$ H(j\omega) $ (V/V)	$\angle H(j\omega)$ (rad)	V_{CP} (V)	t_1 (seg)
1er. Circuito RC				
150Hz				
1k5Hz				
15Khz				
2o. Circuito RC				
150Hz				
1k5Hz				
15Khz				

Tabla A7 – Resultados Teóricos de los circuitos RC serie del apartado R8

R9. Régimen Sinusoidal de los Circuitos Alternativos (Resultados de Simulación)

1er Circuito RC	
$ H(j2\pi 150) $	
$\angle H(j2\pi 150)$	
$ H(j2\pi 1k5) $	
$\angle H(j2\pi 1k5)$	
$ H(j2\pi 15k) $	
$\angle H(j2\pi 15k)$	
 <p style="text-align: center;">$f = 150\text{Hz}$</p>	
 <p style="text-align: center;">$f = 1k5\text{Hz}$</p>	 <p style="text-align: center;">$f = 15k\text{Hz}$</p>

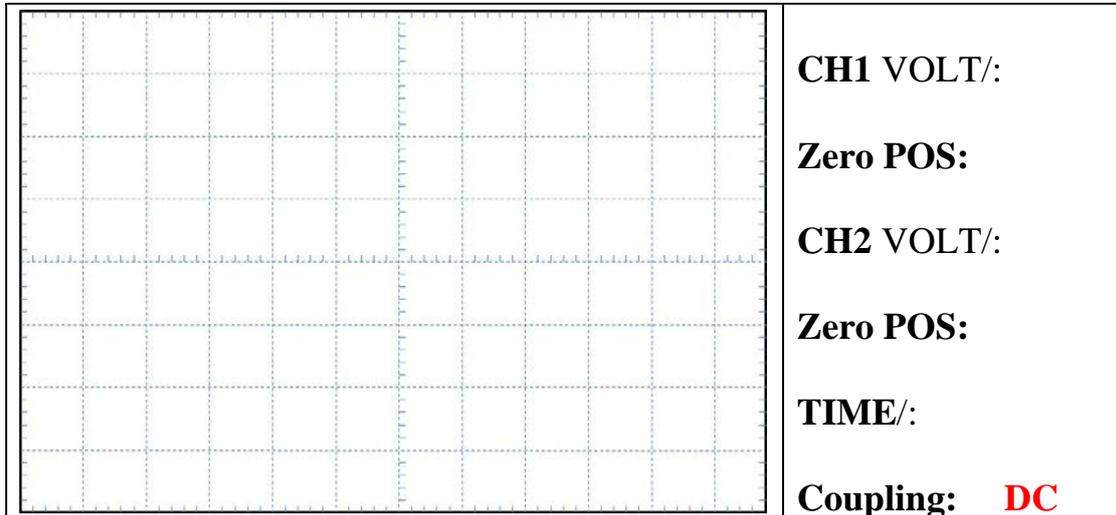
2o Circuito RC

$ H(j2\pi 150) $		<p style="text-align: right;">- $v_i(t)$ - $v_o(t)$</p> <p style="text-align: center;">$f = 150\text{Hz}$</p>
$\angle H(j2\pi 150)$		
$ H(j2\pi 1k5) $		
$\angle H(j2\pi 1k5)$		
$ H(j2\pi 15k) $		
$\angle H(j2\pi 15k)$		
<p style="text-align: center;">$f = 1k5\text{Hz}$</p>		<p style="text-align: center;">$f = 15k\text{Hz}$</p>



6.2 Trabajo de Laboratorio

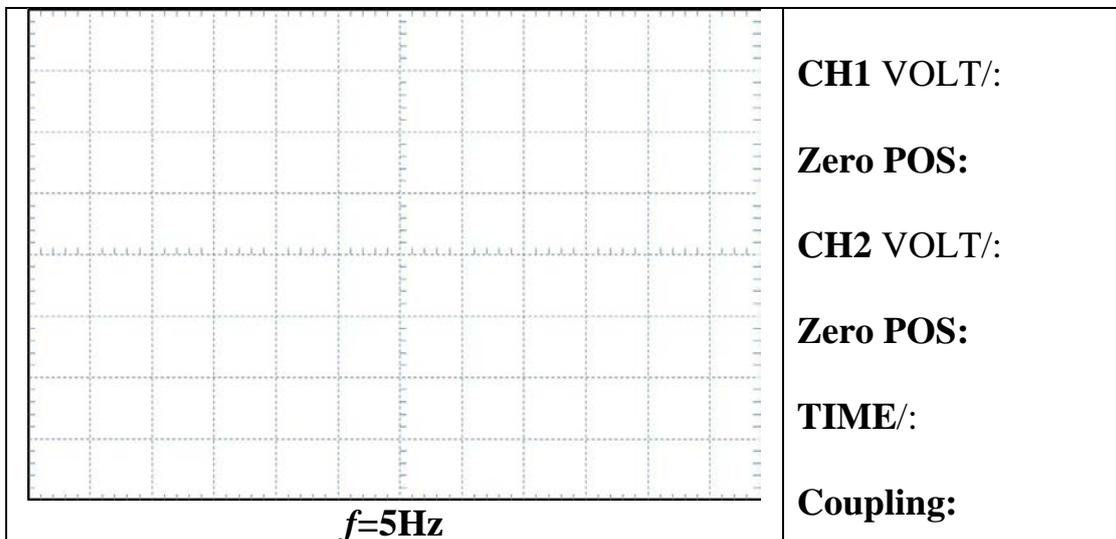
R10. Respuesta Escalón del circuito RC serie ($R=10k\Omega$, $C=22nF$)

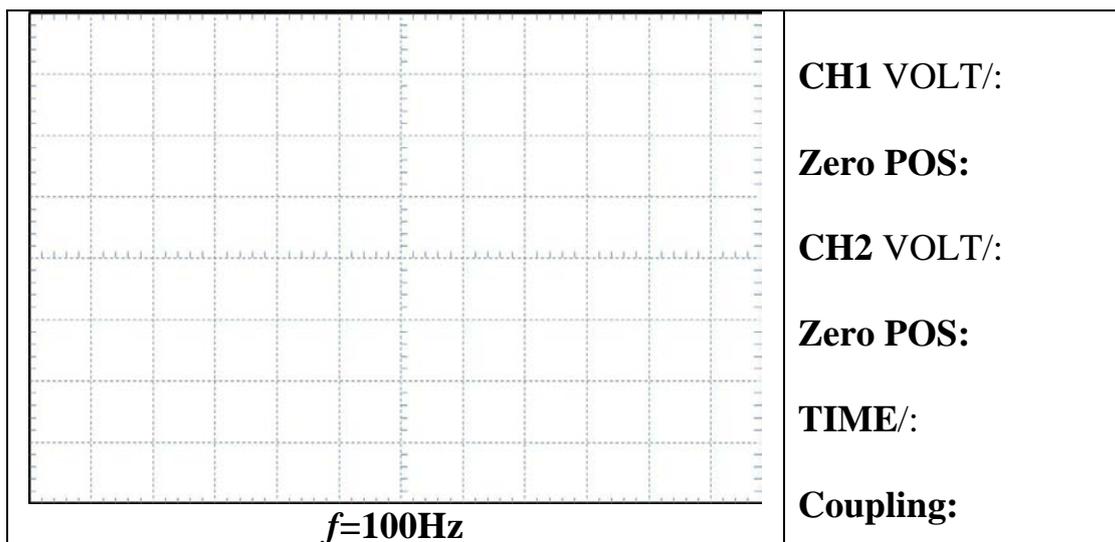
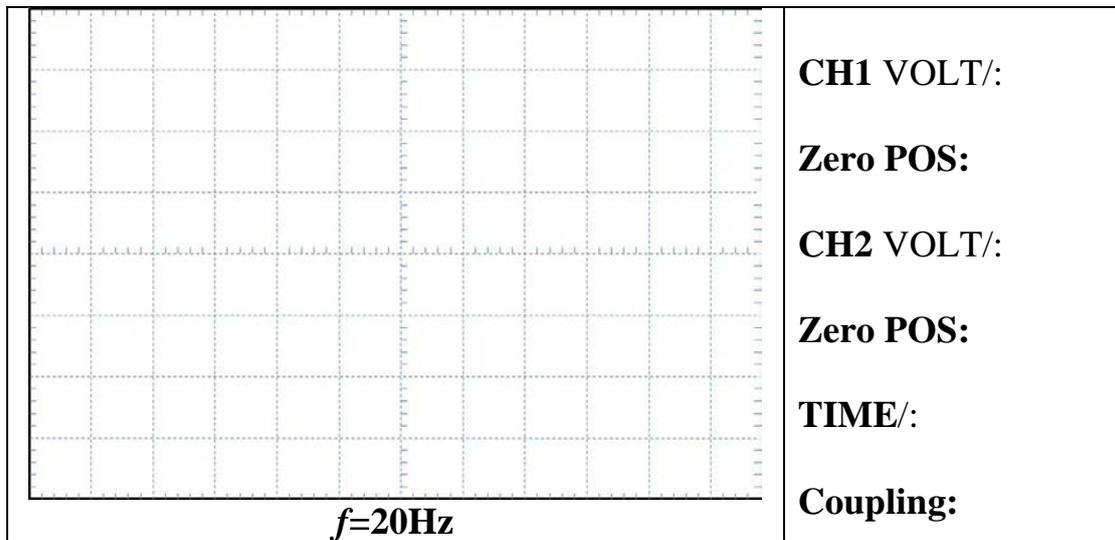


R	C	τ	t_s	$V_C(\infty)$ (V)	$V_C(\tau)$ (V)
10k Ω	22nF				

Tabla A8 – Resultados de Laboratorio del circuito RC serie del apartado R10

R11. Régimen Sinusoidal del circuito RC serie ($R=1k\Omega$, $C=10\mu F$)





V_{IP} (V)	F (Hz)	$ H(j\omega) $ (V/V)	$\angle H(j\omega)$ (rad)	V_{CP} (V)	t_1 (seg)
1	5Hz				
1	20Hz				
1	100Hz				

Tabla A9 – Resultados de Laboratorio del circuito RC serie del apartado R11



R12. Respuesta Escalon (1er Circuito RC alternativo)

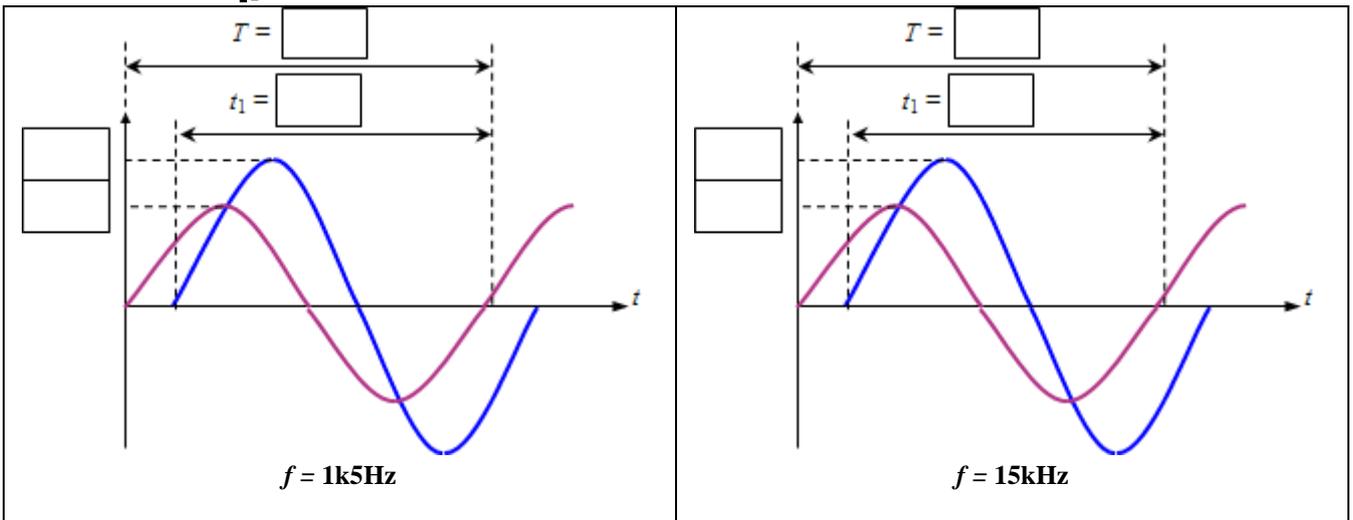
	<p>CH1 VOLT/:</p> <p>Zero POS:</p> <p>CH2 VOLT/:</p> <p>Zero POS:</p> <p>TIME/:</p> <p>Coupling: DC</p>
--	---

$V_C(0)$ (V)	$V_C(\infty)$ (V)	τ (seg)	t_s (seg)

Tabla A10 – Resultados de Laboratorio del circuito RC alternativo del apartado R12

R13. Régimen Sinusoidal (1er Circuito RC alternativo)

1er Circuito RC		
$ H(j2\pi 150) $		
$\angle H(j2\pi 150)$		
$ H(j2\pi 1k5) $		
$\angle H(j2\pi 1k5)$		
$ H(j2\pi 15k) $		
$\angle H(j2\pi 15k)$		



R14. Respuesta Escalon (2o Circuito RC alternativo)

	<p>CH1 VOLT/:</p> <p>Zero POS:</p> <p>CH2 VOLT/:</p> <p>Zero POS:</p> <p>TIME/:</p> <p>Coupling: DC</p>
--	---

$V_C(0)$ (V)	$V_C(\infty)$ (V)	τ (seg)	t_s (seg)

Tabla A11 – Resultados de Laboratorio del circuito RC alternativo del apartado R14

2o Circuito RC

$ H(j2\pi 150) $		
$\angle H(j2\pi 150)$		
$ H(j2\pi 1k5) $		
$\angle H(j2\pi 1k5)$		
$ H(j2\pi 15k) $		
$\angle H(j2\pi 15k)$		

Práctica nº 7

Diagrama de Bode con Circuitos RLC

7.0 Preámbulo

En esta práctica aprenderá a obtener la respuesta en el dominio frecuencial de circuitos RLC básicos de 2o. Orden, teóricamente, por simulación (utilizando el software de simulación MATLAB) y de manera experimental.

7.0.1. Diagrama de Bode

El *Diagrama de Bode* es un tipo de representación gráfica de la respuesta sinusoidal del sistema, en módulo $|H(j\omega^*)|$ y fase $\angle H(j\omega^*)$ para “todo” el rango de frecuencias ω , pero al que se le aplica el cambio de escala,

$$|H(j\omega^*)|_{dB} = 20 \log_{10} [|H(j\omega^*)|] \quad (1)$$

donde ω^* representa el cambio,

$$\omega^* = \log_{10} (\omega). \quad (2)$$

La razón de este cambio se debe a que con una representación logarítmica, y en base a la existencia de una metodología que permite aproximar la curva real $|H(j\omega)|_{dB}$, y que se explicará a continuación, es posible intuir el comportamiento frecuencial del circuito a partir de $H(s)$ de una manera rápida y sencilla.

Por ejemplo, considerando de nuevo el circuito RC serie de la práctica anterior (Fig. 7.1), cuyo módulo y fase son,

$$|H(j\omega)| = \frac{1/RC}{\sqrt{\omega^2 + (1/RC)^2}} \quad \text{y} \quad \angle H(j\omega) = -\tan^{-1}(\omega RC), \quad (3)$$

mientras que en la respuesta $|H(j\omega)|$ sólo se observa que la curva decae exponencialmente con la frecuencia ω (Fig. 7.2a), en la nueva versión $|H(j\omega)|_{dB}$ (Fig. 7.2b) existen dos zonas claramente diferenciadas: 1) una de baja frecuencia $\omega < 1/RC$ donde la respuesta es plana (**0 dB's**) y; 2) otra de más alta frecuencia $\omega > 1/RC$ en la que decae a razón de **20dB's/década** (una década = un grado de potencia 10 de ω). El punto de inflexión que delimita ambas zonas, y donde $|H(j\omega_c)|_{dB} = -3dB$ ($|H(j\omega_c)| = 1/\sqrt{2}$), coincide con $\omega = 1/\tau = 1/RC$ y representa el “corte frecuencial”. Por otro lado, en dicho punto la fase $\angle H(j\omega)$ también experimenta su mayor transición de **0 a $-\pi/2$ rads**

En otras palabras, desde el punto de vista de la frecuencia, el circuito actúa como “filtro paso-bajas de señal”, manteniendo intactas las componentes de baja frecuencia ($\omega \leq 1/RC$) y atenuando las altas frecuencias ($\omega > 1/RC$). Además, dicho límite puede diseñarse a conveniencia cambiando los valores de “C” o “R”. De aquí que al Diagrama de Bode a veces también se le denomine **Respuesta Frecuencial** del circuito.

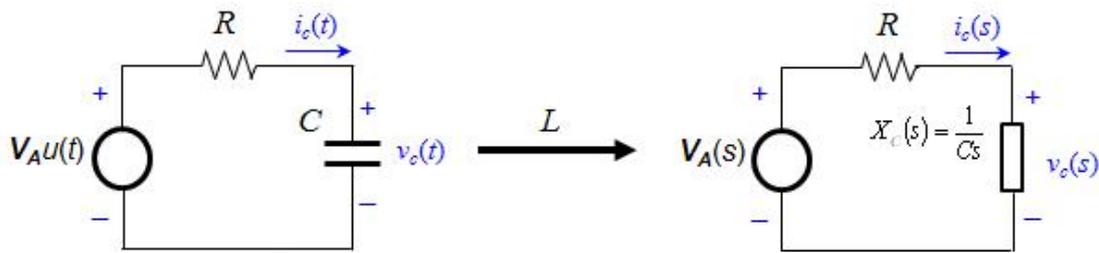


Figura 7.1. Circuito RC serie y equivalente en el dominio transformado (s)

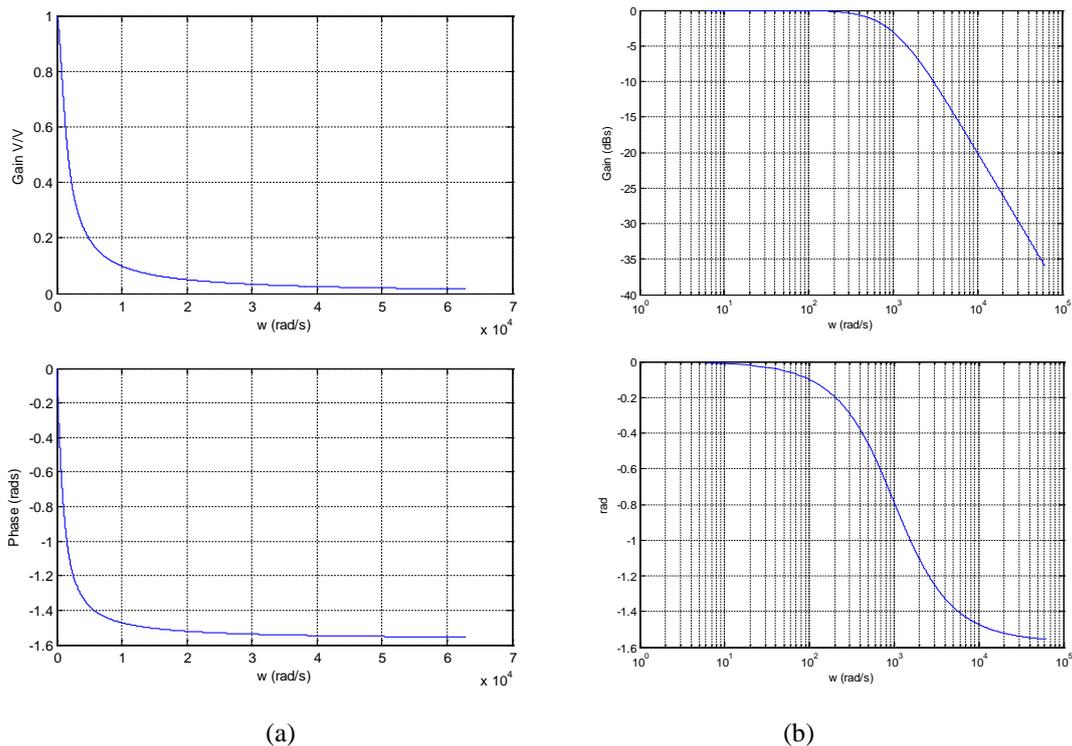


Figura 7.2. Característica frecuencial del circuito RC serie ($R=1k\Omega$, $C=1\mu F$): a) Respuesta lineal de $|H(j\omega)|$ (parte superior) y $\angle H(j\omega)$ (parte inferior); b) Diagrama de Bode.

7.0.2 Método asintótico (o “naive”) para el cálculo de la respuesta frecuencial de $H(s)$

El método que se explica a continuación obtiene una versión de Diagrama de Bode, que denotaremos como $|\hat{H}(j\omega^*)|$ y $\angle \hat{H}(j\omega^*)$, cuyo trazo corresponde a la “asíntota” de la respuesta real: $|H(j\omega)|$ y $\angle H(j\omega)$, respectivamente. Aunque no deja de ser una aproximación de la respuesta real, es un proceso rápido y, por tanto, muy usado en la práctica ya que no requiere del cálculo de la característica para todo los puntos de ω . Además, permite tener un punto de vista intuitivo del comportamiento del sistema a partir de los “polos” y “ceros” de $H(s)$. El procedimiento es el que sigue:

PASO 1: Se expresa el numerador y denominador de $H(s)$ en factores del término ‘s’. Esto implica obtener las raíces del numerador y denominador para expresar $H(s)$. Existen dos versiones, la 1ª forma canónica cuyo formato es

$$H(s) = H_0 \frac{(s + z_1)(s + z_2) \cdots (s + z_N)}{(s + p_1)(s + p_2) \cdots (s + p_M)}, \quad (4)$$

o bien la 2ª forma canónica:

$$H(s) = H_0 \frac{z_1 z_2 \cdots z_N}{p_1 p_2 \cdots p_M} \frac{\left(\frac{s}{z_1} + 1\right) \left(\frac{s}{z_2} + 1\right) \cdots \left(\frac{s}{z_N} + 1\right)}{\left(\frac{s}{p_1} + 1\right) \left(\frac{s}{p_2} + 1\right) \cdots \left(\frac{s}{p_M} + 1\right)} \quad (5)$$

PASO 2: Cálculo de $|\hat{H}(j\omega^*)|$. Se determinan las asíntotas de $|H(j\omega)|$ aplicando el siguiente criterio:

Los “ceros” y “polos” de $H(s)$ establecen los puntos de **cambio de pendiente** en $|H(j\omega^*)|$ a lo largo de todo el eje ω . Si $\Delta|H(j\omega^*)|/\Delta\omega_i$ denota el cambio de pendiente de $H(j\omega^*)$ en el punto $\omega = \omega_i$, esto equivale a introducir un cambio de **+20dB's/dec** (ascendente), si se trata de un “cero” en $\omega = \omega_i$, o bien **-20dB's/dec** (descendente) si se trata de un “polo”. De forma más general,

- cada término $(s+z_i)^M$ del **numerador** de $H(s)$, o $(s/z_i+1)^M$ si se utiliza la 2ª forma canónica, equivale a un cambio de pendiente en el punto $\omega = z_i$,

$$\frac{\Delta\hat{H}(jz_i)}{\Delta z_i} = +M \times 20 \text{ [dB's/dec]} \quad (6)$$

- mientras que cada término $(s+p_i)^N$ del **denominador** de $H(s)$, o $(s/p_i+1)^N$, equivale a un cambio de pendiente en el punto $\omega = p_i$

$$\frac{\Delta\hat{H}(jp_i)}{\Delta p_i} = -N \times 20 \text{ dB's/dec} \quad (7)$$

Esto también implica que si existen “derivadores puros”, esto es $z_k = 0$ para $1 \leq k \leq M$, el valor y pendiente de la respuesta en el origen ($\omega = 0$) es:

$$\left|\hat{H}(j0)\right| = 20 \log(0) = -\infty; \quad \frac{\Delta\hat{H}(j0)}{\Delta z} = +k \times 20 \text{ [dB's/dec]} \quad (8)$$

Igualmente, si existen “integradores puros” ($p_l = 0$ para $1 \leq l \leq M$) entonces,

$$\left|\hat{H}(j0)\right| = 20 \log(0) = +\infty; \quad \frac{\Delta\hat{H}(j0)}{\Delta p} = -l \times 20 \text{ [dB's/dec]} \quad (9)$$

mientras que si no existen derivadores ni integradores puros en el origen ($k = l = 0$) entonces la respuesta es **plana** y de valor,

$$\left|\hat{H}(j0)\right| = \lim_{s \rightarrow 0} |H(s)|. \quad (10)$$

Por último, el valor de la respuesta en $\omega = \infty$ se calcula como,

$$|\hat{H}(j\infty)| = \lim_{s \rightarrow \infty} H(s), \quad (11)$$

mientras que la pendiente de la característica de $H(j\omega)$ queda establecida por el número total de “ceros”, Z , y de “polos”, P de $H(s)$,

$$\frac{\Delta \hat{H}(j\infty)}{\Delta \infty} = (Z - P) \times 20 \text{ dB's/dec} \quad (12)$$

PASO 3: Cálculo de $\angle \hat{H}(j\omega)$. Se determinan las asíntotas de $\angle H(j\omega)$ aplicando el siguiente criterio:

Los “ceros” y “polos” de $H(s)$ representan los puntos de **adición** (o **substracción**) de **fase** en $\angle H(j\omega^*)$ a lo largo de todo el eje ω . Si se denota como $\Delta[\angle H(j\omega_i^*)]$ la adición de $\angle H(j\omega^*)$ en el punto $\omega = \omega_i$, esto es $+\pi/2$ (suma) si se trata de un “cero” en $\omega = \omega_i$, o $-\pi/2$ (resta) si se trata de un “polo”. De manera más general,

- cada término $(s+z_i)^M$ (o bien $(s/z_i+1)^M$ en la 2ª forma canónica) del **numerador** de $H(s)$ equivale a una adición en el punto $\omega = z_i$,

$$\Delta[\angle \hat{H}(jz_i)] = +M \times \frac{\pi}{2} \text{ [rad]} \quad (13)$$

- mientras que para cada término $(s+p_i)^N$ del **denominador** de $H(s)$, o $(s/z_i+1)^N$, equivale a una adición en el punto $\omega = p_i$

$$\Delta[\angle \hat{H}(jp_i)] = -N \times \frac{\pi}{2} \text{ [rad]} \quad (14)$$

En este sentido, y de manera similar al punto anterior (Paso 2), la fase de inicio la establece el número de derivadores o integradores puros. Esto es,

$$\angle H(j0) = 0^1 \quad (15)$$

si $k = l = 0$;

$$\Delta[\angle \hat{H}(j0)] = +k \times \frac{\pi}{2} \quad (16)$$

si $1 \leq k \leq M$ (con $l = 0$); o bien,

$$\Delta[\angle \hat{H}(j0)] = +l \times \frac{\pi}{2} \quad (17)$$

si $1 \leq l \leq N$ (con $k = 0$). Mientras que en $\omega = \infty$ el valor de la fase se calcula como,

¹ Aquí hay que tener cuidado en el caso que $H(s)$ contenga un factor $H_0 < 0$ ya que, si es así, la fase de inicio es $\angle H(j0) = \pi$



$$\angle H(j\infty) = (Z - P) \frac{\pi}{2} + \angle H(j0)^* \quad (18)$$

Ejemplo numérico:

Considere la siguiente función de transferencia H(s),

$$H(s) = \frac{(s+2)(s+20)(s+40)}{(s^2+5s+4)(s+100)} = \frac{(s+2)(s+20)(s+40)}{(s+1)(s+4)(s+100)} \quad (13)$$

cuyo Diagrama de Bode es el que se representa en la Fig. 7.3. Esta función es de orden N=3 y presenta el mismo número de “ceros” que de “polos”: {z₁ = 2; z₂ = 20; z₃ = 40} y {p₁ = 1; p₂ = 4; p₃ = 100}, respectivamente

- |H(jω)|

Dado que H(s) no tiene “ceros” ni “polos”, en el origen (ω = 0), en este punto la respuesta de |H(jω)| es **plana** (pendiente Δ|H(jω)|/Δω = 0) y de valor,

$$|H(j0)| = \lim_{s \rightarrow 0} H(s) = 20 \log \left(\frac{2 \times 20 \times 40}{1 \times 4 \times 100} \right) = -12.04 \text{ dB's.}$$

Los tres “ceros” (Z) situados en el rango 0 < ω < ∞ introducen progresivamente una pendiente total de **+60dB's/dec** que van compensándose con la pendiente de **-60dB's/dec**, también introducida progresivamente por los tres “polos” (P) a lo largo del eje frecuencial (trazo rojo de la Fig. 3). Por lo que a alta frecuencia (ω=∞) la respuesta también es **plana** y de valor,

$$|H(j\infty)| = \lim_{s \rightarrow \infty} H(s) = 20 \log(1) = 0 \text{ dB's}$$

- ∠H(jω)

De igual manera, la fase introducida progresivamente por los tres “ceros” (**+3π/2**) se compensa con los tres “polos” a lo largo del eje frecuencial ω (**-3π/2**), por lo que tanto a baja como alta frecuencia la fase vale **∠H(j0) = ∠H(j∞) = 0 rads.**

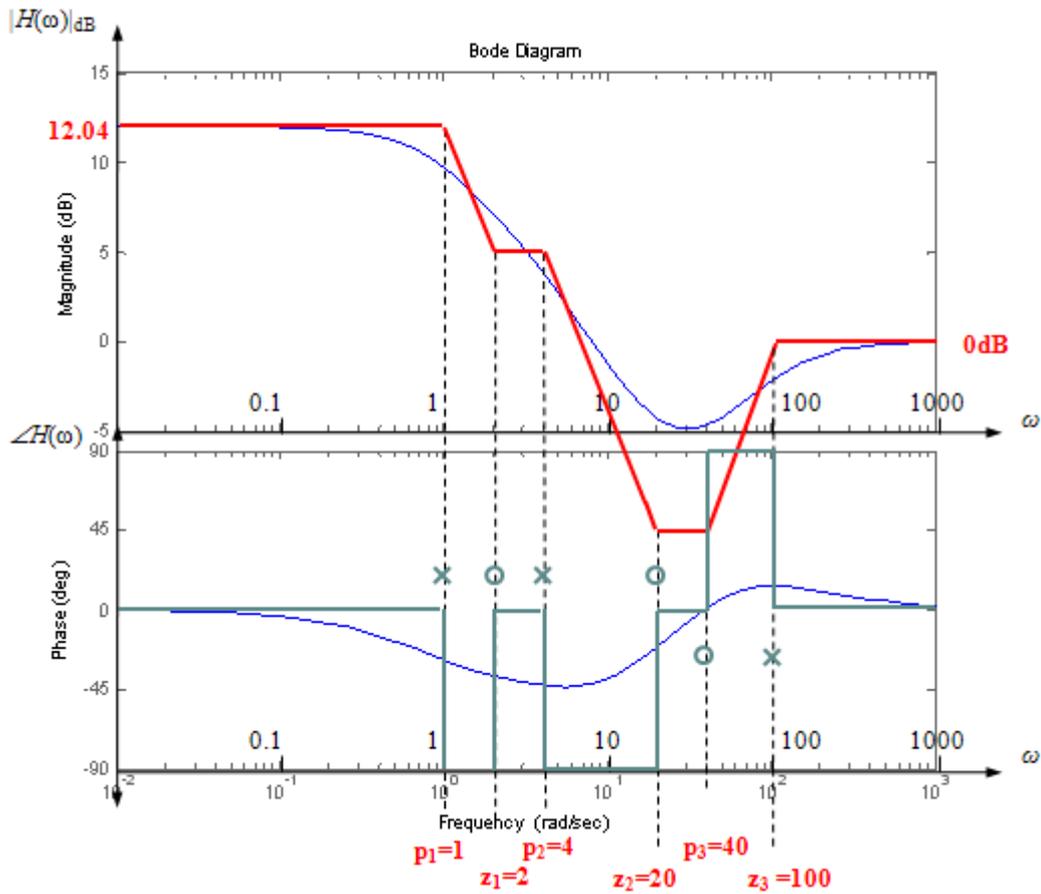


Figura 7.3. Comparativa del Diagrama de Bode de $H(s)$ y la respuesta frecuencial aproximada de la función $H(s)$ en (13) calculada con el método asintótico. Los símbolos “o” y “x” indican la posición de “ceros” y “polos” de $H(s)$ en la curva.

7.1 Trabajo de Laboratorio

7.1.1 Estudio y Simulación de Circuitos RLC

T1. Ejecute el siguiente código de MATLAB que obtiene la respuesta en Módulo y Fase (escala lineal y Diagrama de Bode) del circuito RC serie. Asimile y entienda el código.

```

% Componentes del Circuito

r=1000; c=1e-6;

% Rango frecuencial en el que se va a representar la característica
frecuencial

freq=1:10000;
w=2*pi*freq;

% Respuesta en Modulo y Fase de H(s)

modulo_Hs=(1/(r*c))./sqrt((1/(r*c))^2+w.^2);
fase_Hs=-atan2(w,1/(r*c));

% Representación utilizando escala lineal

plot(w,modulo_Hs); % Representación del Módulo: |H(jw)|
xlabel('w (rad/s)'); % Etiqueta para el eje x
ylabel('Gain (V/V)'); % Etiqueta para el eje y
figure; % Se abre una nueva pantalla para representar la fase
plot(w,fase_Hs); % Representación de la fase de H(jw)
xlabel('w (rad/s)');
ylabel('rad');

% Representación del Diagrama de Bode con la función "bode(.)"

numHs=1/(r*c); % Numerador de H(s)
denHs=[1 1/(r*c)]; % Denominador de H(s)
Hs=tf(numHs,denHs); % Función de Transferencia H(s)

figure;
bode(Hs); % Diagrama de Bode de H(s)

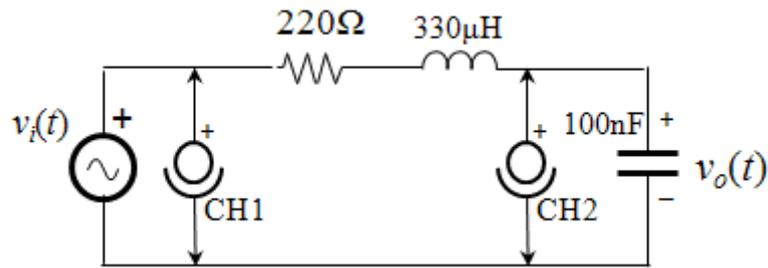
```

Figura A1.- Código para obtener la respuesta frecuencial del circuito RC serie ($R=1k\Omega$, $C=1\mu F$)

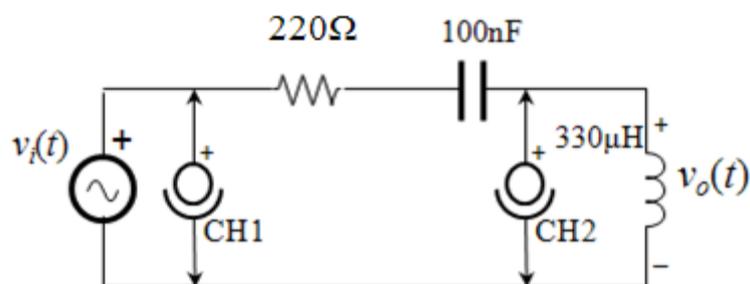
T2. Sustituya la línea `plot(w,modulo_Hs)` por `plot(w,20*log10(modulo_Hs))` y ejecute el código de nuevo. En las gráficas que representan la respuesta de manera lineal (*figure 1* y *2*, respectivamente) acceda al menú *View > Property Editor*, y seleccione una escala logarítmica del eje de abscisas (*X axis > log*).

R1. Comente y justifique razonadamente los cambios observados.

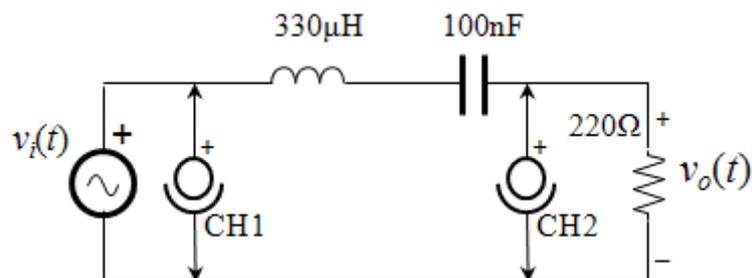
R2. Obtenga mediante análisis sistemático la función de transferencia $H(s)$ del primer circuito RLC serie (Fig. A1), especificando su respuesta en módulo $|H(j\omega)|$ y fase $\angle H(j\omega)$, e indique la misma información de los otros dos circuitos



(a)



(b)



(c)

Figura A2.- Circuitos RLC series que se montaran en esa práctica

R3. Escriba un código que permita obtener el Diagrama de Bode Respuesta Frecuencial del primer circuito RLC serie (Fig. A1a) e indique las modificaciones que habrá que hacer para obtener el de los otros dos tanques RLC.

Nota: Ayúdese de la función *bode(.)* de la librería en MATLAB

R4. Ejecute el código que haya obtenido en el apartado anterior para obtener el Diagrama de Bode y representelo en la rejilla. Justifique a nivel asintótico el comportamiento de cada circuito (superponiéndolo en la rejilla con la respuesta real, si es necesario) ¿Qué tipo de “filtrado de señal” realiza cada circuito?



7.1.2 Medida Experimental del Diagrama de Bode

T3. Monte el primer circuito RLC serie (Fig. A2a). Conecte Generador de Funciones y Osciloscopio tal y como se indica en la figura para observar tanto la entrada $v_{in}(t)$ como la salida $v_o(t)$.

T4. Configure el generador para una entrada **sinusoidal** con una frecuencia inicial $f = 20\text{Hz}$ y una amplitud $V_{IP} = 5\text{V}$.

R5. Mida el módulo y la fase a esta frecuencia: $|H(j2\pi 20)|$ y $\angle H(j2\pi 20)$, respectivamente, y anótelos en la Tabla A1. Haga un barrido en frecuencia con el generador completando la información solicitada en la Tabla A1.

Nota: Para el módulo, $|H(j\omega)|$, proceda como en la práctica anterior midiendo la relación de pico de ambas señales $V_{OP}(2\pi\omega)/V_{IP}(2\pi\omega)$ en cada frecuencia. Para la fase $\angle H(j2\pi\omega)$, en cambio, ayúdese de las medidas automáticas del osciloscopio (*Quick Meas > Phase*) y asegúrese que selecciona la opción **(1) → (2)**.

R6. Con la información anotada en la Tabla A1, represente en la rejilla el Diagrama de Bode del circuito y contraste los resultados de laboratorio con los de simulación.

R7. Cambie el orden de los componentes y monte los otros dos circuitos RLC (Fig A2b y A2C). Repita los procesos anteriores para las frecuencias indicadas en las Tablas A2 y A3 represente el Diagrama de Bode de cada uno de ellos.



Anexo 1 – Resultados de laboratorio

 <p>UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH</p> <p>Escola d'Enginyeria Tècnica de Terrassa</p>	 <p>EEL</p>
Práctica 7	
CIRCUITOS RLC: Diagrama de Bode con Tanques RLC	
Estudiantes:	

1. Estudio y Simulación con MATLAB

R1. Circuito RC serie

Comente aquí los resultados de ejecutar el código de la Fig.A1

R2. Circuito RLC serie

Haga el análisis del 1er. tanque RLC aquí



Escriba Función de Transferencia $H(s)$, Módulo $|H(j\omega)$ y Fase $\angle H(j\omega^*)$ de cada circuito

$$H_1(s) =$$

$$|H_1(j\omega)| =$$

$$\angle H_1(j\omega) =$$

$$H_2(s) =$$

$$|H_2(j\omega)| =$$

$$\angle H_2(j\omega) =$$

$$H_3(s) =$$

$$|H_3(j\omega)| =$$

$$\angle H_3(j\omega) =$$

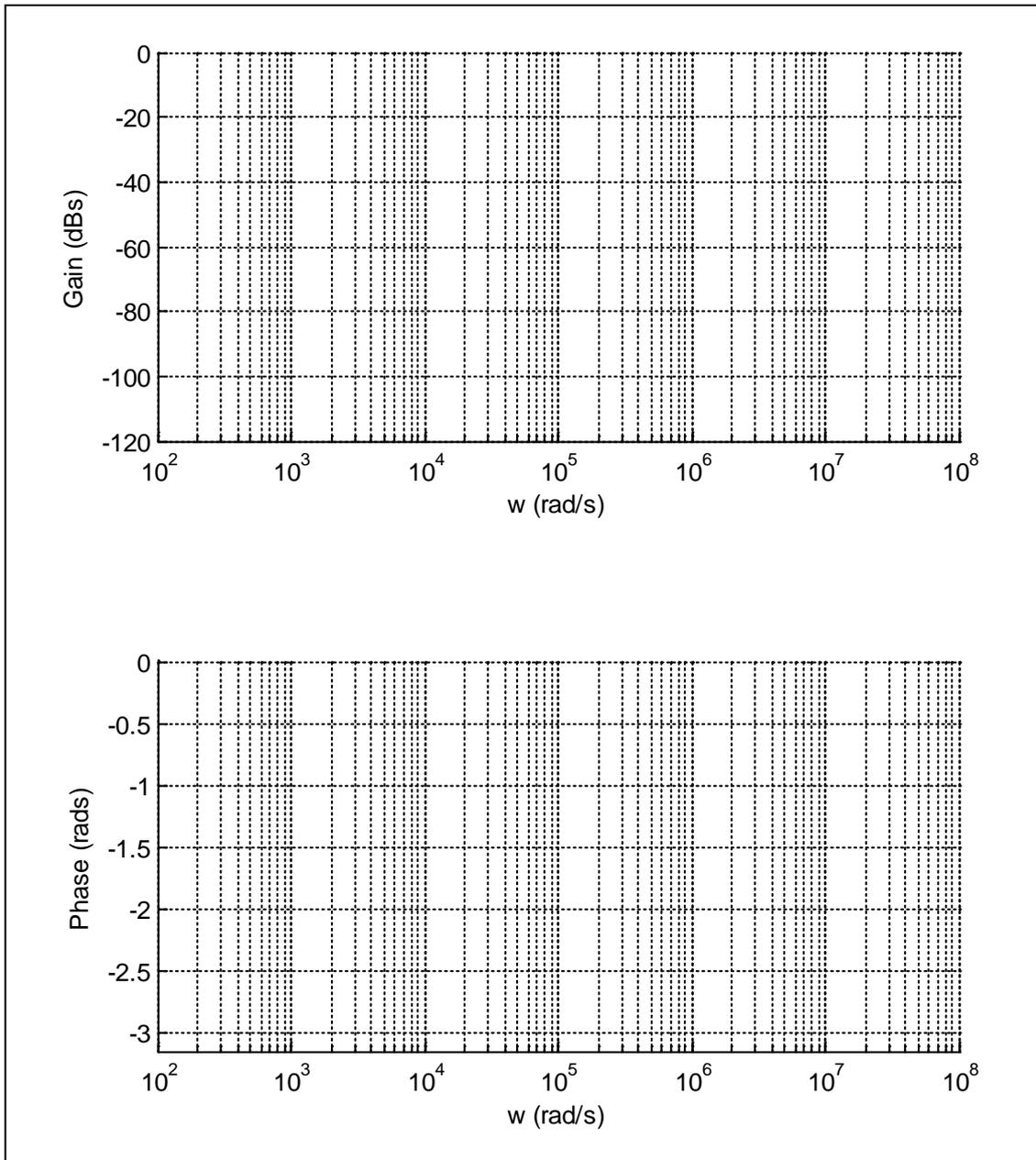
R3. Código de simulación circuito RLC serie

Escriba el código que obtiene el Diagrama de Bode del 1er circuito RLC serie aquí

Comente aquí las modificaciones del código para los otros dos circuitos RLC

R4. Diagrama de Bode de Circuitos RLC (Resultados de Simulación)

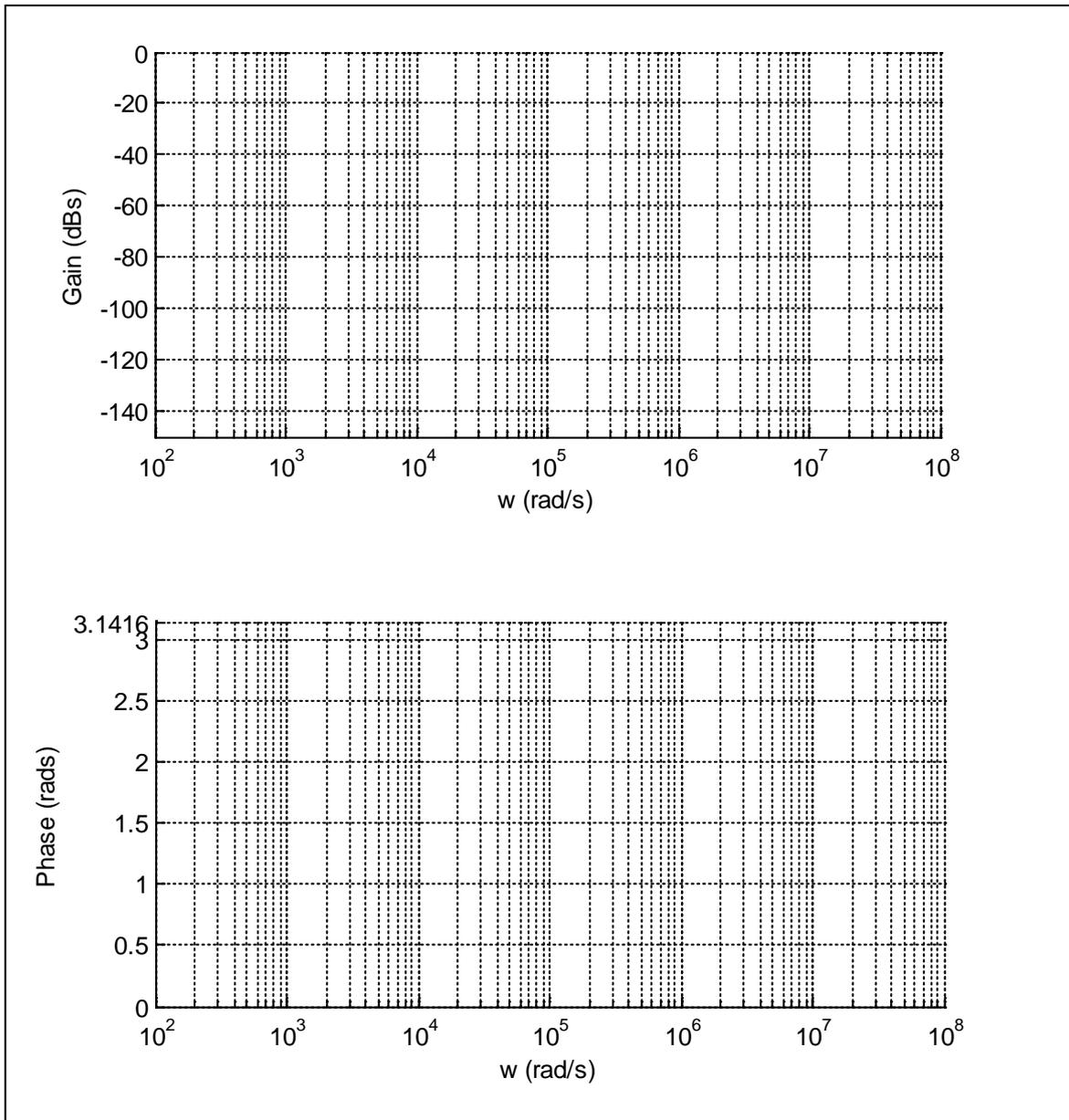
Represente el Diagrama de Bode del 1er. Circuito RLC aquí



Tipo de filtro: _____



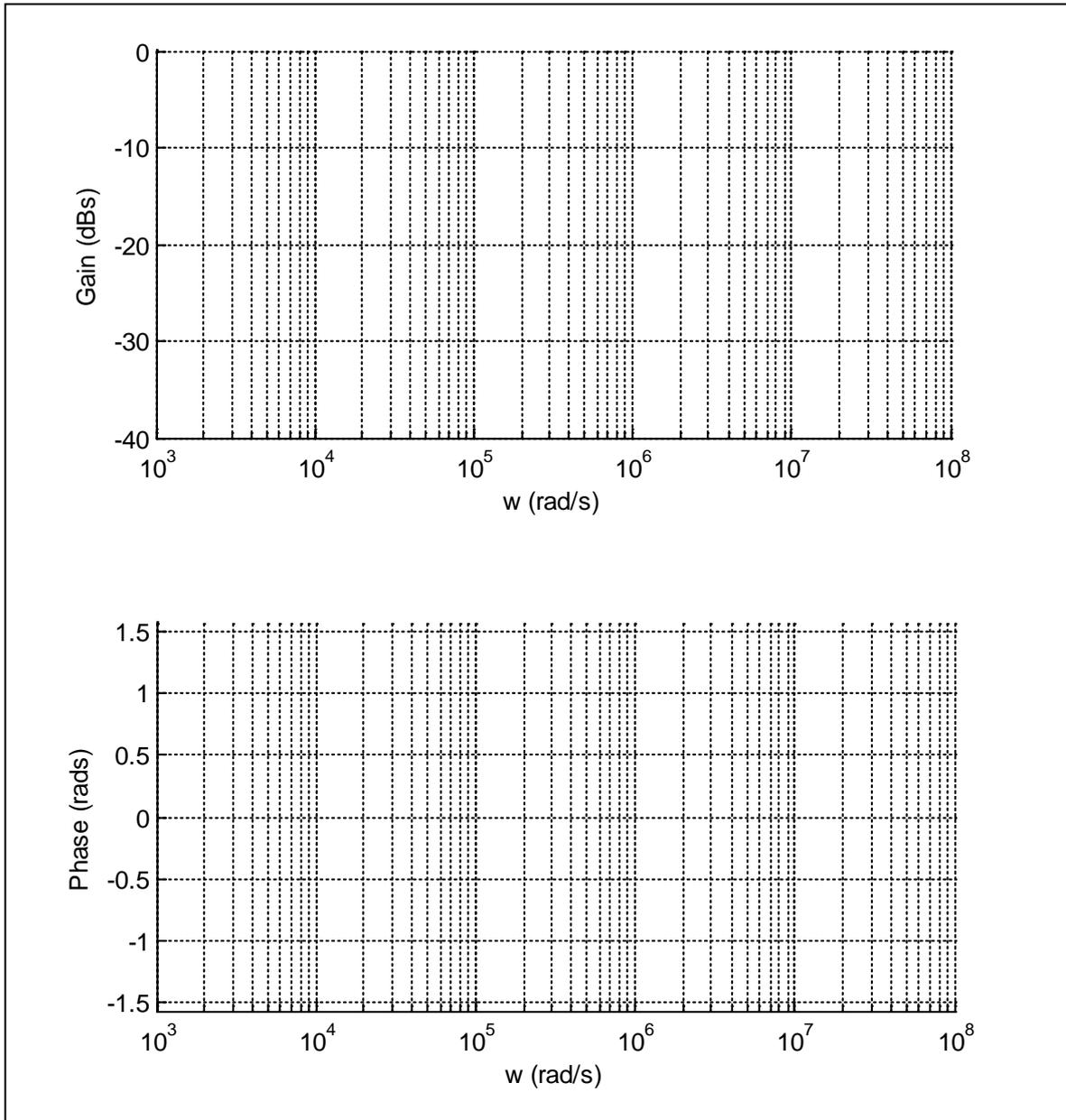
Represente el Diagrama de Bode del 2o. Circuito RLC aquí



Tipo de filtro: _____



Represente el Diagrama de Bode del 3er. Circuito RLC aquí



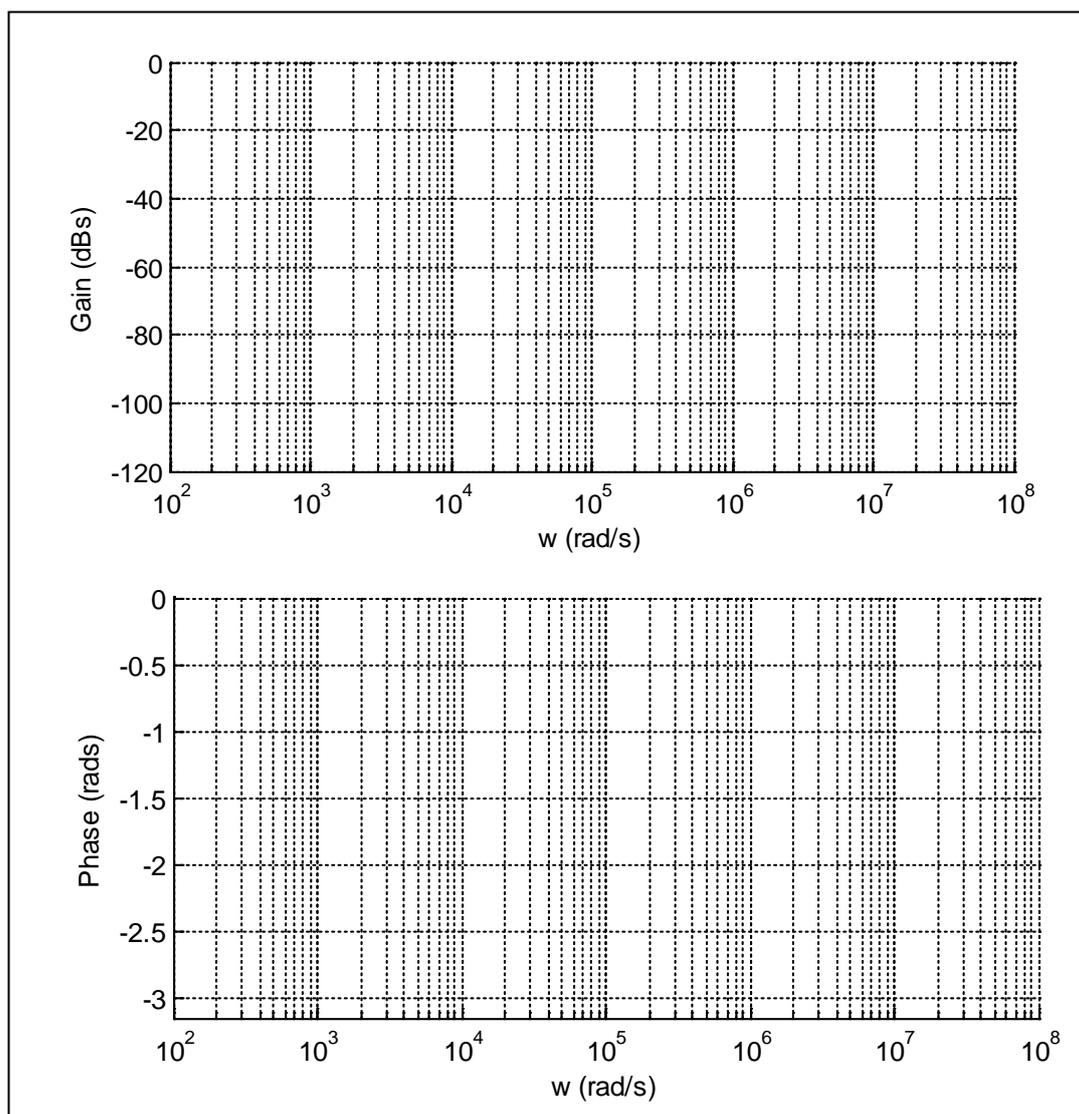
Tipo de filtro: _____

R5. Medidas del 1er Circuitos RLC serie

f (Hz)	20	2k	8k	15k	50k	200k	2M
ω (rad/s)							
V_{OP}							
$ H(j\omega) _{dBs}$							
$\angle H(j\omega)$ (rads)							

Tabla A1 – Resultados de laboratorio del 1er. Circuito RLC serie

R6. Diagrama de Bode del 1er Circuito RLC serie

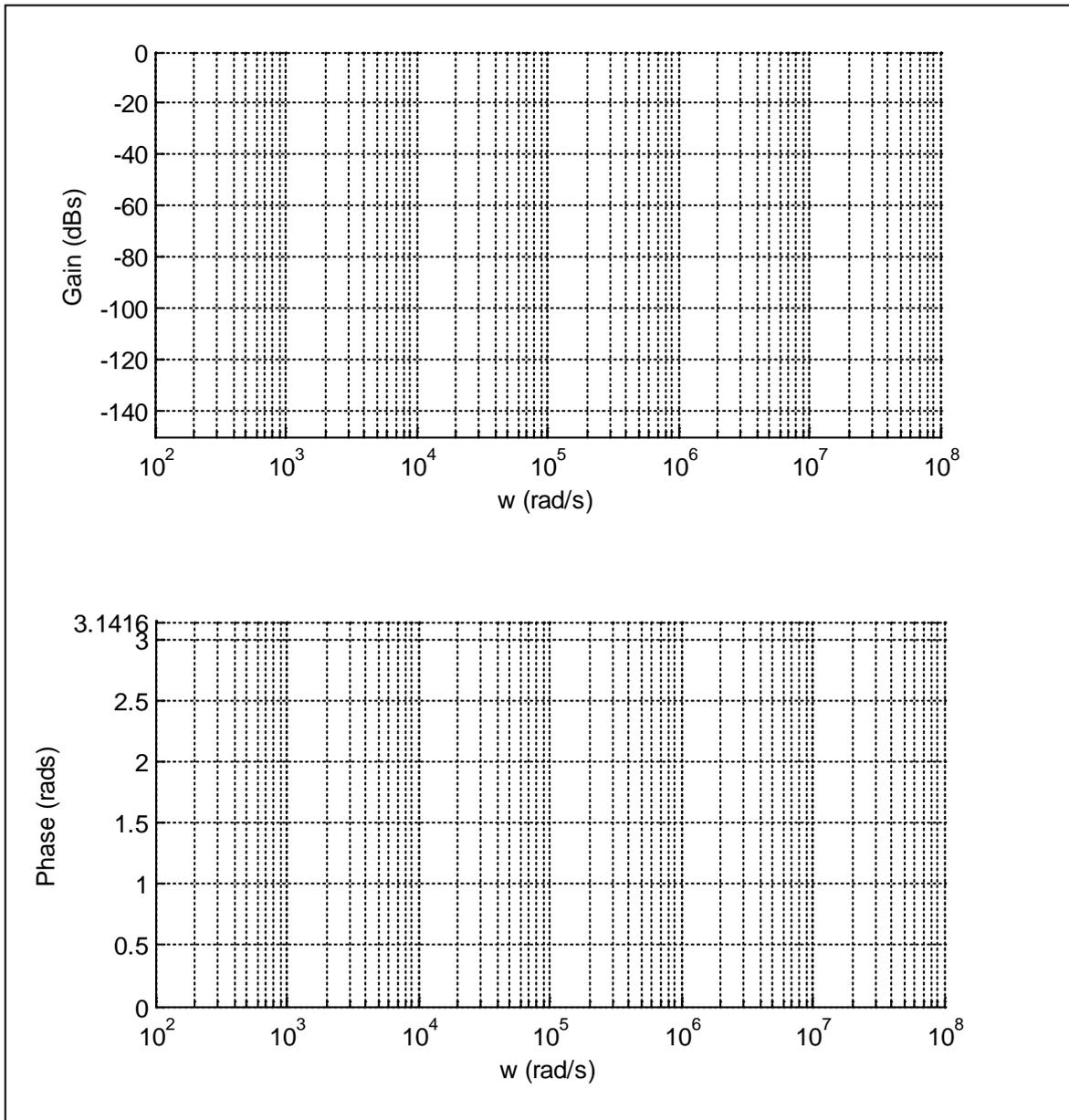




R7a. Medidas del 2º Circuito RLC serie

f (Hz)	20	2k	8k	15k	50k	200k	2M
ω (rad/s)							
V_{OP}							
$ H(j\omega) _{dBs}$							
$\angle H(j\omega)$ (rads)							

Tabla A2 – Resultados de laboratorio del 2o. Circuito RLC serie

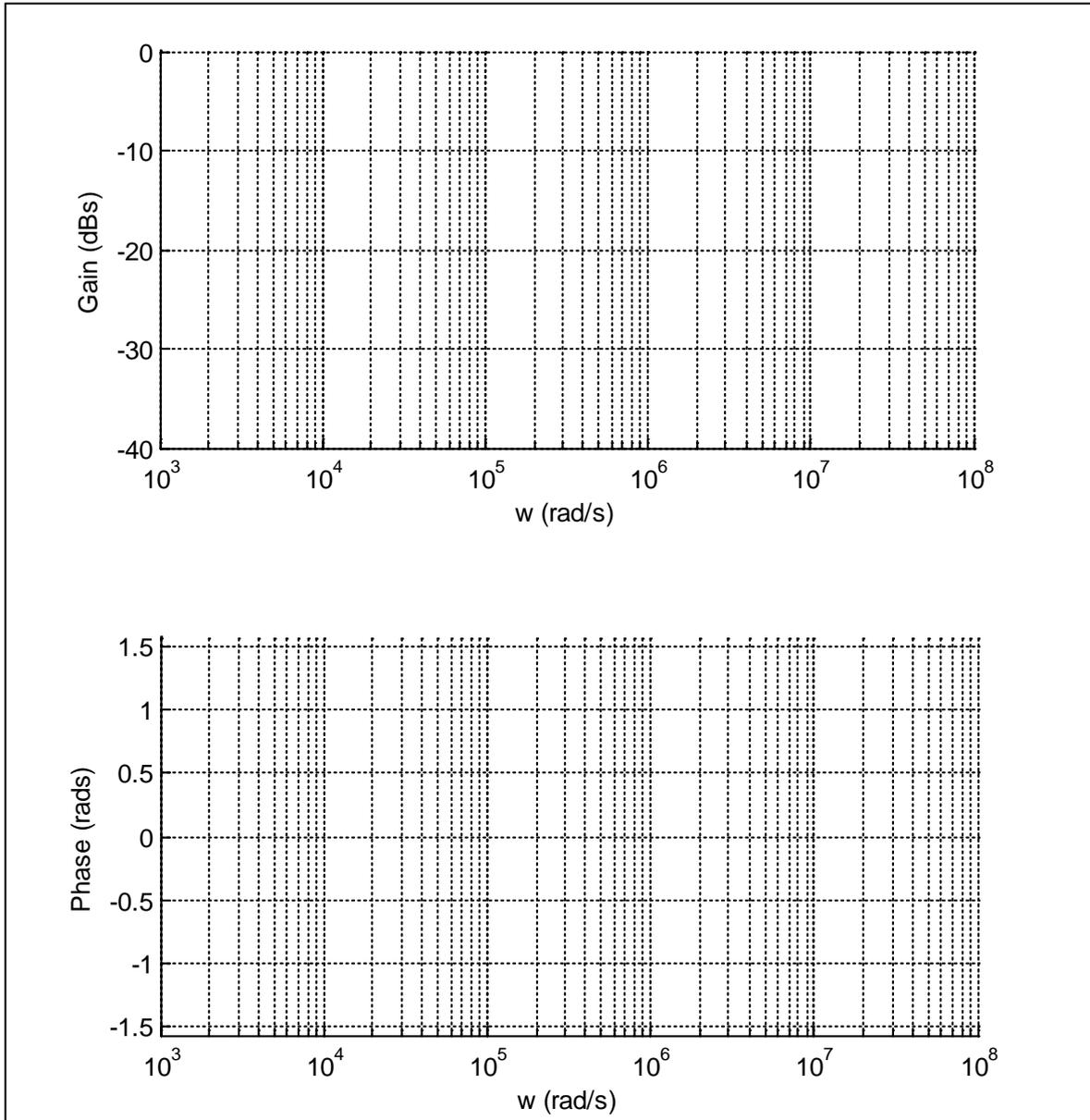


R7b. Medidas del 3er Circuito RLC serie

f (Hz)	200	1k	15k	30k	50k	200k	2M
ω (rad/s)							
V_{OP}							
$ H(j\omega) _{dBs}$							
$\angle H(j\omega)$ (rads)							



Tabla A2 – Resultados de laboratorio del 2o. Circuito RLC serie





Práctica nº 8

Filtros Activos de Señal

8.0 Preámbulo

En esta práctica implementará diferentes Filtros Activos con OPAMP y realizará medidas de laboratorio que le permitirán comprender su funcionamiento y abordar su diseño.

8.0.1 Introducción

Un *Filtro de Señal analógico* es cualquier dispositivo electrónico, o red, capaz de atenuar, o incluso eliminar, componentes frecuenciales (sinusoidales) de una señal analógica con el fin de observar y resaltar únicamente la información relevante sobre dicha señal.

Generalmente está compuesto de componentes pasivos (R – Resistencias, C- Condensadores y L - Inductores) y componentes activos (mayoritariamente OPAMP's). A medida que la frecuencia aumenta, las impedancias inductivas (X_L) y las impedancias capacitivas (X_C) decrecen, alterando la respuesta del circuito en módulo $|H(j\omega^*)|_{dB}$ y fase $\angle H(j\omega^*)$.

A nivel general, existen cuatro tipos según su zona de trabajo (Fig. 8.1). Un *filtro paso-bajas* transmite las frecuencias bajas y bloquea las altas, mientras que el *filtro paso-altas* trabaja de manera opuesta, atenuando las frecuencias bajas y manteniendo las frecuencias altas. Los filtros *paso-banda* y *banda-eliminada*, en cambio, trabajan en un “rango” preestablecido por diseño dejando pasar o atenuar, respectivamente, las frecuencias de dicho rango.

El proceso de diseño en un filtro, por tanto, tiene por objetivo obtener los **valores de R, L y C adecuados** para que el Diagrama de Bode se ajuste a las necesidades de aplicación en cada caso.

8.0.2 Especificaciones de un filtro

Las especificaciones de un filtro se establecen en base a su zona de trabajo y tratan de reflejar el comportamiento frecuencial de $|H(j\omega^*)|_{dB}$ respecto de su respuesta ideal. La Tabla 8.1 resume las funciones de transferencia $H(s)$ estándar típicas para estructuras de Orden $N=1$, y $N=2$, las cuales, permiten inferir las especificaciones de diseño (Tabla 8.2). A nivel general, los filtros de Orden $N=1$, son estructuras *paso-bajas* o *paso-altas* sencillas con transiciones suaves ($\pm 20dB/dec$) entre la banda de paso y la de atenuación, por lo que son poco utilizadas en la práctica. Mientras que las estructuras *paso-banda* requieren un orden mínimo $N \geq 2$.

Por otro lado, el “Factor de Calidad” representa la capacidad de discriminación en frecuencia del filtro. Valores de Q elevados equivalen a transiciones abruptas entre la banda de atenuación y zona de trabajo del filtro y, junto a la banda de paso (también denominada *Ancho de Banda*), constituye una de las especificaciones más importantes en filtros.

Existen cuatro categorías: 1) **Banda Ancha** ($0.5 < Q$).- Estructuras de Orden 1 en cascada; 2) **Gama Baja** ($0.5 < Q < 10$).- Estructuras *Salle-Key* (k -RC) o *Realimentación múltiple* (MFB); 3) **Gama Media** ($10 < Q < 500$).- Estructuras *Biquad* o de *Variable-de-Estado* (State-Variable Filters) con más de un OPAMP; y 4) **Gama Alta** ($Q > 500$).- Convertidores de impedancia negativa (*NIC*.- Negative Impedance Converter).

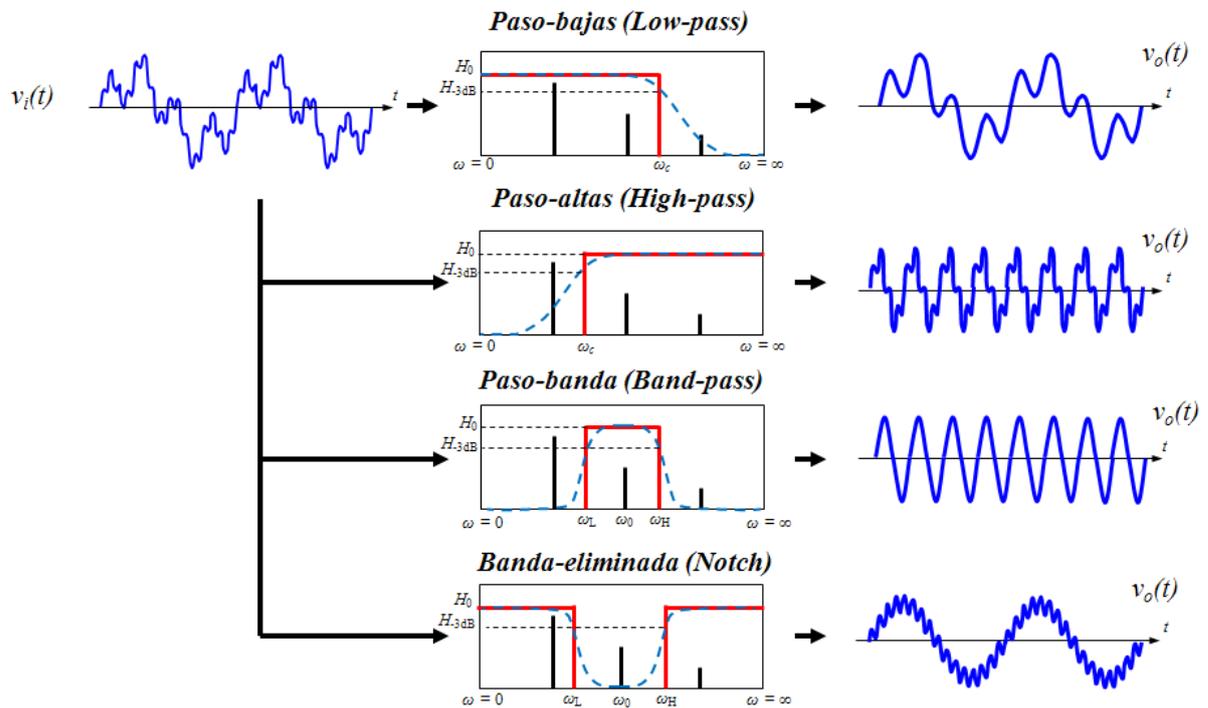
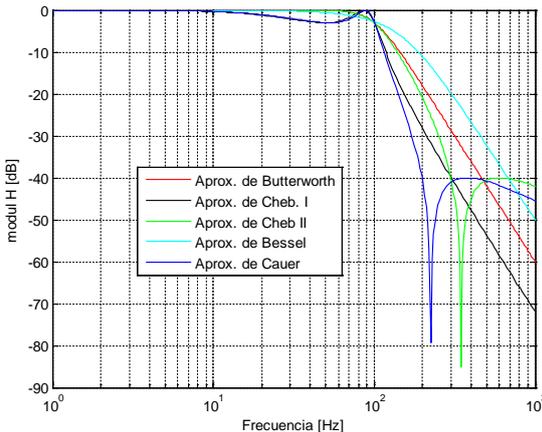


Figura 8.1. Clasificación de los Filtros de Señal básicos según su zona de trabajo (de la respuesta en módulo $|H(j\omega^*)|_{dB}$ de $H(s)$). Trazo negro – Componentes harmónicas sinusoidales de la señal de entrada $v_i(t)$; Trazo rojo – respuesta $|H(j\omega)|_{dB}$ ideal; Trazo discontinuo azul – respuesta $|H(j\omega^*)|_{dB}$ real.

Orden	Paso-Bajas	Paso-Altas	Paso-Banda
N = 1	$H(s) = H_0 \frac{\omega_c}{s + \omega_c}$	$H(s) = H_0 \frac{s}{s + \omega_c}$	-----
N = 2	$H(s) = H_0 \frac{\omega_n^2}{s^2 + \alpha\omega_n s + \omega_n^2}$	$H(s) = H_0 \frac{s^2}{s^2 + \alpha\omega_n s + \omega_n^2}$	$H(s) = H_0 \frac{\alpha\omega_n s}{s^2 + \alpha\omega_n s + \omega_n^2}$
	$H(s) = H_0 \frac{p_1 p_2}{s^2 + (p_1 + p_2)s + p_1 p_2} = H_0 \frac{p_1 p_2}{(s + p_1)(s + p_2)}$	$H(s) = H_0 \frac{s^2}{s^2 + (p_1 + p_2)s + p_1 p_2} = H_0 \frac{s^2}{(s + p_1)(s + p_2)}$	$H(s) = H_0 \frac{(p_1 + p_2)s}{s^2 + (p_1 + p_2)s + p_1 p_2} = H_0 \frac{(p_1 + p_2)s}{(s + p_1)(s + p_2)}$
	$H(s) = H_0 \frac{\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2}$	$H(s) = H_0 \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2}$	$H(s) = H_0 \frac{\frac{\omega_n}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2}$

Tabla 8.1. Estructuras básicas de $H(s)$, Orden $N=1$ y $N=2$, para filtros Paso-Bajas, Paso-Altas y Paso-Banda.

Especificación	Comentarios
H_0	Ganancia de la Zona De Trabajo. Es la ganancia que hay en la banda de paso, habitualmente 0dB's ($H_0 = 1$).
p_1, p_2	<p>Polos del Sistema $H(s)$. En filtros de orden $N=2$, representan los puntos (ω) de cambio de pendiente negativa de $H(j\omega) _{dB}$. En caso de existir polo dominante ($p_1 \gg p_2$) se cumple la aproximación:</p> <p>Paso-bajas: $\omega_c \approx p_2$</p> <p>Paso-altas: $\omega_c \approx p_1$</p>
ω_c	<p>Frecuencia de Corte. Límite de la Banda de Paso en filtros paso-bajas y paso-altas, establecido a $H(j\omega_c) _{dB} = -3dB$</p> <p>Si $N=1$, coincide con el termino ω_c del denominador de $H(s)$</p> <p>Si $N=2$, ω_c ha de obtenerse imponiendo $H(j\omega_c) = H_0/\sqrt{2}$. Si p_1 y p_2 son reales, se cumple la aproximación:</p> <p>Paso-bajas: $\omega_c \approx \frac{1}{\sqrt{p_1^{-2} + p_2^{-2}}}$</p> <p>Paso-altas: $\omega_c \approx \sqrt{p_1^2 + p_2^2}$</p>
α	<p>Factor de Amortiguamiento ($\alpha = 2\xi$). En filtros de orden $N=2$, es un parámetro de $H(s)$ que, junto al Factor de frecuencia (kf), se usa en diseño de estructuras paso-bajas y paso-altas para establecer el perfil, o forma (también denominada en inglés <i>envelope</i>) de $H(j\omega) _{dB}$.</p> <p>Filtro de Bessel: $\alpha = 1.732$; $kf = 1.274$ Filtro de Butterworth: $\alpha = 1.414$; $kf = 1$ Filtro de Chebyshev I: $\alpha = 1.045$; $kf = 0.863$ Filtro de Chebyshev II: $\alpha = 0.895$; $kf = 0.852$ Filtro de Chebyshev III: $\alpha = 0.767$; $kf = 0.841$</p> 
ω_N	<p>Frecuencia Natural del filtro. Es la frecuencia con la que el filtro "responde" a la fuente externa. No hay que confundirla con la frecuencia de corte del filtro (ω_c). De hecho, en filtros paso-bajas o paso-altas de Orden $N=2$, cuando se establece el perfil (<i>Butterworth, Bessel, etc</i>) la relación es,</p> $\omega_c = kf \times \omega_n$

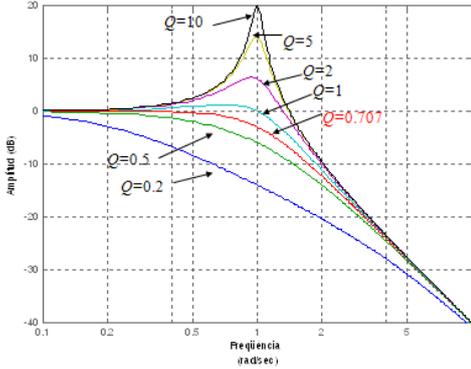
Especificación	Comentarios
<p>Q</p>	<p>Factor de Calidad ($Q = 1/\alpha$). Representa la capacidad de discriminación frecuencial del filtro. En las configuraciones <i>paso-bajas</i> y <i>paso-altas</i> de orden $N=2$, si se cumple $Q \geq 1/\sqrt{2}$ la respuesta $H(j\omega) _{dB}$ presenta resonancia*.</p> <div style="display: flex; align-items: center;">  <div style="margin-left: 20px;"> <p>*Que exista resonancia implica la existencia de un rango de frecuencias ω, donde $H(j\omega) _{dB} > H_0$</p> </div> </div> <p>En este caso, el valor máximo H_r se obtiene en el punto $\omega=\omega_r$ y vale:</p> $H_r = H_0 \frac{Q}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}; \quad \omega_r = \omega_n \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$
<p>BW</p>	<p>Ancho de Banda.- Es la zona frecuencial donde opera el filtro. En la estructura <i>paso-bajas</i> equivale a la banda de paso, $0 < \omega < \omega_c$, mientras que en la estructura <i>pasa-altas</i> el mismo rango denota la zona de atenuación. En la estructura <i>paso-banda</i> (y <i>banda-eliminada</i>), el rango se sitúa entre un límite inferior ω_L y superior ω_H</p> $BW = \omega_H - \omega_L = \frac{\omega_n}{Q} \quad \text{o bien} \quad Q = \frac{\omega_n}{\omega_H - \omega_L}$ <p>donde el corte se sitúa 3dBs por debajo de la ganancia en la banda de paso, $H(j\omega_L) _{dB} = H(j\omega_H) _{dB} = -3dB$. En la estructura <i>paso-banda</i> de orden $N=2$, la ganancia máxima se obtiene en el punto $\omega=\omega_N$ y vale</p> $ H(j\omega_n) = H_0$ <p>donde</p> $\omega_n = \sqrt{\omega_L \times \omega_H}$ <p>con</p> $\omega_L = \omega_n \left[\sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} - \frac{1}{2Q} \right] \quad \text{y} \quad \omega_H = \omega_n \left[\sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} + \frac{1}{2Q} \right].$ <p>De este modo, ω_N también está dentro del rango $\omega_L < \omega_N < \omega_H$, aunque no necesariamente en el centro de éste (Esta afirmación es aproximadamente cierta sólo para valores de Q muy elevados).</p>

Tabla 8.2. Especificaciones básicas de los filtros de Orden $N=1$ y $N=2$.

8.0.3 Filtros Activos con OPAMP

8.0.3.1 Filtro Paso-Bajas Activo (Orden N=1)

La Fig. 8.2 ilustra la forma de implementar un filtro paso-bajas activo formado por un único condensador y un OPAMP. A frecuencias bajas ($s \rightarrow 0$), el condensador se abre y el conjunto actúa como *Amplificador Inversor* de ganancia,

$$|H(j0)| = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (1)$$

mientras que a frecuencias altas ($s \rightarrow \infty$), la impedancia del condensador disminuye y anula la resistencia R_2 de manera que la salida también se anula. Por consiguiente, el sistema presenta la estructura *paso-bajas*,

$$H(s) = H_0 \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (2)$$

donde H_0 y la frecuencia de corte ω_c corresponden a la ganancia de la configuración inversora y la constante de tiempo, respectivamente

$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{y} \quad \omega_c = \frac{1}{\tau_c} = \frac{1}{R_2 C} \quad (3)$$

El circuito presenta ganancia a bajas frecuencias y, a partir del punto $\omega = \omega_c$ atenúa las altas frecuencias a razón de 20dBs/dec. El hecho de que un filtro pueda presentar ganancia configurable, donde $H_0 > 1$ en la banda de paso y que, a priori, pueda conectarse a cualquier carga de salida (gracias al OPAMP, que ha de estar alimentado para funcionar correctamente), hace que a este tipo de filtros se le denominen “**activos**”.

8.0.3.2 Filtro Paso-Bajas k -RC (o Sallen Key) de Orden N=2

La Fig. 8.3a describe un filtro paso-bajas activo de orden $N=2$. A frecuencias bajas ambos condensadores se abren y el circuito se convierte en un *seguidor de tensión*, y hacen que la ganancia en la banda de paso sea unitaria ($|H(j0)|_{dB} = H_{0dBs} = 0dBs$). A medida que la frecuencia ω aumenta, la ganancia empieza a decrecer. La función de transferencia de este circuito claramente es del tipo

$$H(s) = H_0 \frac{\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad (4)$$

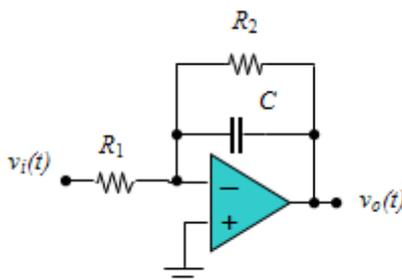


Figura 8.2. Esquema eléctrico del filtro activo paso-bajas de orden $N=1$ (no incluye alimentación del OPAMP).

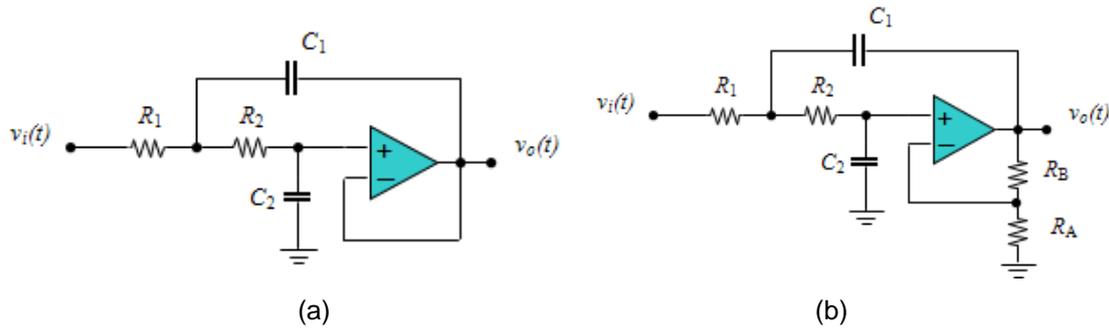


Figura 8.3. Esquema eléctrico del filtro k-RC paso-bajas: a) Ganancia unitaria ($H_0 = 1$); b) Ganancia $H_0 = 1 + R_B/R_A$

donde,

$$H_0 = 1; \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}; \quad Q = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_2 / R_2 C_1 + \sqrt{R_2 C_2 / R_1 C_1}}} \quad (5)$$

Un diseño rápido consiste en imponer $R_2 = R$, $C_2 = C$, $R_1 = mR$ y $C_1 = nC$. Con este cambio, las especificaciones de Q y ω_n , pasan a valer

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{mnRC}} \quad \text{y} \quad Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1}. \quad (6)$$

Se puede comprobar que para cierta n , Q es máxima si todas las resistencias son iguales ($m = 1$). De hecho, con $m = 1$, a partir de (6) se obtiene $n = 4Q^2$. Sin embargo, y dado que no existe tanta diversidad de valores para C , el diseño se empieza escogiendo dos condensadores que cumplan $n \geq 4Q^2$ para, a continuación calcular m como

$$m = k + \sqrt{k^2 - 1} \quad \text{donde} \quad k = \frac{n}{2Q^2} - 1 \quad (7)$$

y, seleccionar las resistencias convenientemente. Si los polos p_1 y p_2 son reales, el corte ω_c se encuentra en

$$\omega_c \approx \frac{1}{\sqrt{p_1^{-2} + p_2^{-2}}} \quad (8)$$

donde

$$p_1 = \frac{m+1 + \sqrt{m^2 + 2m(1-2n)+1}}{2mnRC} \quad \text{y} \quad p_2 = \frac{m+1 - \sqrt{m^2 + 2m(1-2n)+1}}{2mnRC} \quad (9)$$

El hecho de que haya dos condensadores en el circuito, hace que el decaimiento sea el doble de abrupto a altas frecuencias (-40dB/dec) comparado con el filtro RC de la Fig. 2. Por otro lado, existe la posibilidad de incrementar la ganancia (a expensas de incrementar el número de componentes) sustituyendo el *Seguidor de tensión* de salida por un *No Inversor* (Fig. 3b). En este caso, la estrategia de diseño más cómoda y fácil consiste en hacer los *componentes iguales*: $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$. Por lo que las expresiones (5) y (9) se convierten en

$$H_0 = 1 + \frac{R_B}{R_A}; \quad \omega_n = \frac{1}{RC}; \quad Q = \frac{1}{3 - H_0} \quad (10)$$

$$p_1 = \frac{3 + H_0 + \sqrt{5 + H_0(H_0 - 3)}}{2RC} \quad \text{y} \quad p_2 = \frac{3 + H_0 - \sqrt{5 + H_0(H_0 - 3)}}{2RC} \quad (11)$$

8.0.3.3 Filtro k -RC Paso-Altas

Intercambiando los condensadores por resistencias, y viceversa, convierte el filtro k -RC paso-bajas de la Fig. 3a en un filtro paso-altas (Fig.4a). En este caso, las expresiones generales son:

$$H_0 = 1; \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}; \quad Q = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_2 / R_2 C_1 + \sqrt{R_1 C_1 / R_2 C_2}}} \quad (12)$$

de manera que si se impone $R_2 = R$, $C_2 = C$, $R_1 = mR$ y $C_1 = nC$ las expresiones de ω_n y Q ahora son

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{mnRC}} \quad y \quad Q = \frac{\sqrt{n/m}}{n+1} \quad (13)$$

Como en este caso Q es máxima cuando $n = 1$, el procedimiento de diseño es bastante más sencillo: conociendo Q , simplemente se escoge un condensador convencional y se calcula m como $m = 4Q^2$. A continuación, y con la especificación de ω_n (13), obtener R_1 y R_2 . En el filtro paso-altas, cuando los polos son reales el corte vale aproximadamente,

$$\omega_c \approx \sqrt{p_1^2 + p_2^2} \quad (14)$$

con

$$p_1 = \frac{n+1 + \sqrt{n^2 + 2n(1-2/m)+1}}{2nRC} \quad y \quad p_2 = \frac{n+1 - \sqrt{n^2 + 2n(1-2/m)+1}}{2nRC}; \quad (15)$$

Si se opta por la configuración No Inversor (Fig. 4b) para aumentar la ganancia H_0 las expresiones (10) y (11) son también válidas para el filtro k -RC *paso-altas*.

Claramente, el método de *ganancia-unitaria* permite fijar Q , al margen de la ganancia H_0 , seleccionando el ratio m (o n) adecuado. Pero tiene por contrapartida que, entonces, la sintonización de ω_N (y por consiguiente, la frecuencia de corte ω_c) no es tan sencilla ya que ambos parámetros interfieren entre ellos. Esto se evita, a priori, con el método de *componentes-iguales* en el que para obtener valores de Q elevados hay que diseñar la ganancia entre 1 y 3 ($1 < H_0 < 3$), teniendo que usar, por tanto, R_A y R_B (Figs 3b y 4b). En la práctica, sin embargo, Q es sensible a las tolerancias de estas resistencias y provocan que la desviación con respecto al diseño pueda ser considerable. Por lo que las configuraciones k -RC resultan de utilidad en aplicaciones poco exigentes con la transición entre la banda de paso y de atenuación.

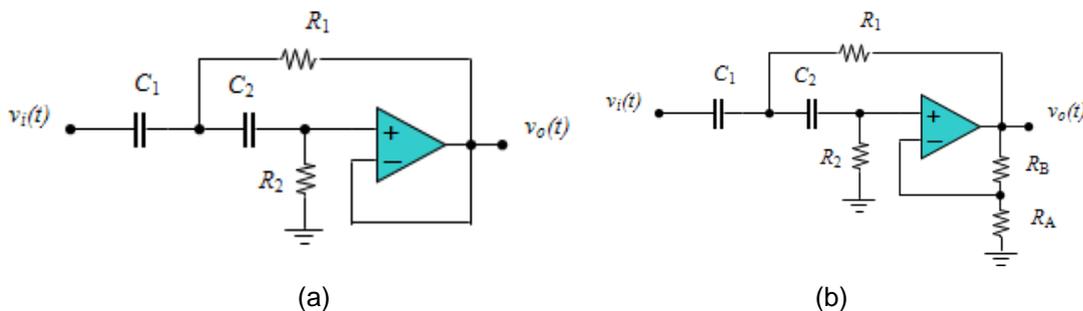


Figura 4. Esquema eléctrico del filtro k -RC paso-altas: a) Ganancia unitaria ($H_0 = 1$); b) Ganancia $H_0 = 1 + R_B/R_A$

8.1 Trabajo de Laboratorio

8.1.1 Filtro Paso-Bajas Activo (Orden N=1)

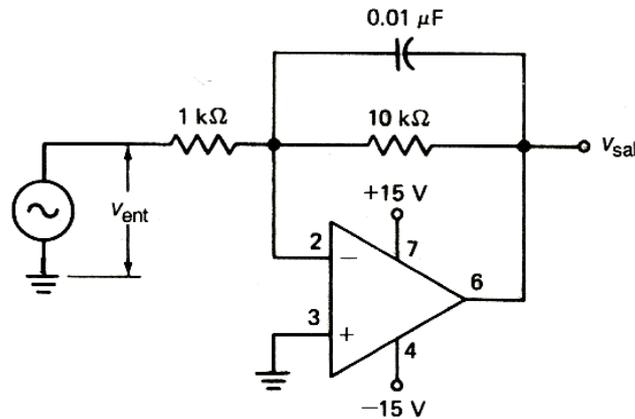


Figura A1.- Esquema eléctrico del Filtro *paso-bajas* de Orden N=1 con OPAMP

R1. En base a los valores del esquema del filtro activo RC (Fig.A1) obtenga la ganancia teórica de la banda de paso H_0 (en dBs), la frecuencia de corte ω_c y la constante del circuito τ .

R2. Escriba un código en MATLAB que le permita obtener la respuesta frecuencial del circuito en módulo $|H(j\omega)|_{dB}$ y fase $\angle H(j\omega)$ (Diagrama de Bode). Represente la respuesta en la rejilla y rellene las celdas de la Tabla A1 con la información solicitada.

T1. Monte el circuito de la Fig. A1. Fije el generador a una frecuencia $f = 100\text{Hz}$ y ajuste el nivel de la señal para obtener a la salida una tensión $V_{SALPP} = 1V_{PP}$.

R3. Registre en la Tabla A2 el valor pico-a-pico de entrada V_{ENTPP} . Con estos datos, calcule la ganancia (anotando también su valor en dBs) y mida la fase con la opción: *Quick Meas > Phase* del osciloscopio

T2. Cambie la frecuencia a $f=200\text{Hz}$.

R4. Mida los voltajes de entrada y salida (V_{SALPP} y V_{ENTPP}) juntamente con la fase y anote los datos en la Tabla A2. Repita el proceso para las frecuencias restantes y represente el Diagrama de Bode aproximado en la plantilla

R5. Modifique la frecuencia del generador hasta observar que la salida valga

$$V_{SALPP}(\omega = \omega_c) = \frac{H_0 \times V_{ENTPP}}{\sqrt{2}} \quad (16)$$

Anote la frecuencia de corte ω_c e indique su punto en la gráfica.

8.1.2 Filtro k-RC Paso-Bajas

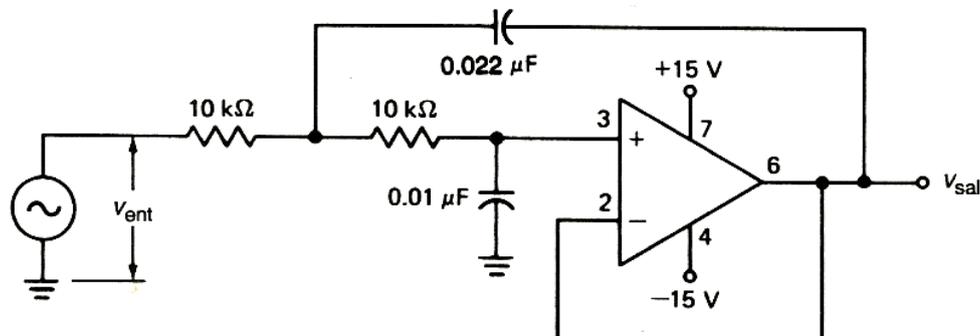


Figura A2.- Esquema eléctrico del Filtro *paso-bajas* de Orden $N=2$ con OPAMP

R6. En base a los valores del esquema del filtro k-RC paso-bajas (Fig. A2), calcule los parámetros teóricos indicados: H_0 , m , n , Q , ω_n y ω_c .

R7. Escriba un código en MATLAB que le permita obtener la respuesta frecuencial del circuito (Diagrama de Bode). Represente la respuesta en la rejilla y rellene las celdas de la Tabla A4 con la información solicitada.

R8. Repita los apartados T1 a R5 de la sección anterior (3.1) para obtener de manera experimental la respuesta frecuencial del filtro k-RC paso-bajas. Rellene la Tabla A5 y represente el diagrama de Bode aproximado en la plantilla. Mida la frecuencia de corte ω_c tal y como se indica en el apartado R5 y anote su valor.

8.1.3 Filtro k-RC Paso-Altas

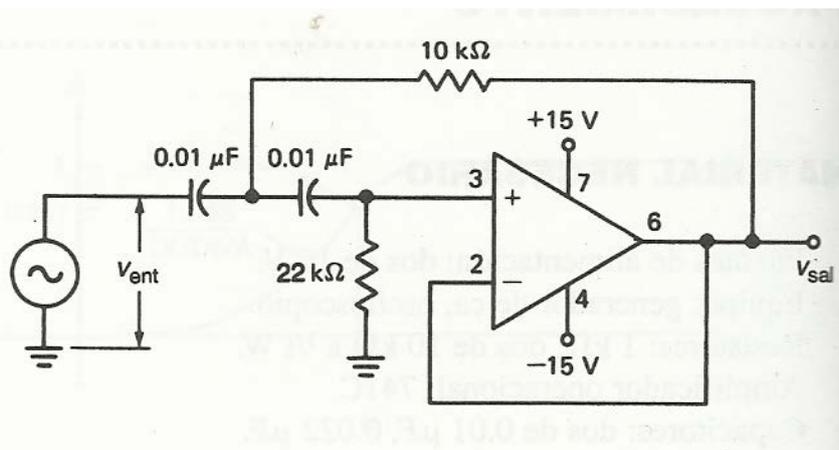


Figura A3.- Esquema eléctrico del Filtro *paso-altas* de Orden $N=2$ con OPAMP

R9. En base a los valores del esquema del filtro k-RC paso-altas (Fig. A3), calcule los parámetros teóricos indicados: H_0 , m , n , Q , ω_n y ω_c .

R10. Escriba un código en MATLAB que le permita obtener la respuesta frecuencial del circuito (Diagrama de Bode). Represente la respuesta en la rejilla y rellene las celdas de la Tabla A5 con la información solicitada.



T4. Monte el circuito de la Fig. A1. Fije el generador a una frecuencia $f = 10\text{kHz}$ y ajuste el nivel de la señal para obtener a la salida una tensión $V_{SAL} = 1V_{PP}$.

R11. Registre en la Tabla A6 el valor pico-a-pico de entrada V_{ENT} . Con estos datos, calcule la ganancia (anotando también su valor en dBs) y mida la fase.

T5. Cambie la frecuencia a $f=5\text{kHz}$.

R12. Mida los voltajes de entrada y salida (V_{SAL} y V_{ENT}) juntamente con la fase y anote los datos en la Tabla A2. Repita el proceso para las frecuencias restantes y represente el Diagrama de Bode aproximado en la plantilla.

R13 Mida la frecuencia de corte ω_C tal y como se indica en **R5** y registre su valor.



Anexo 1 – Resultados de laboratorio

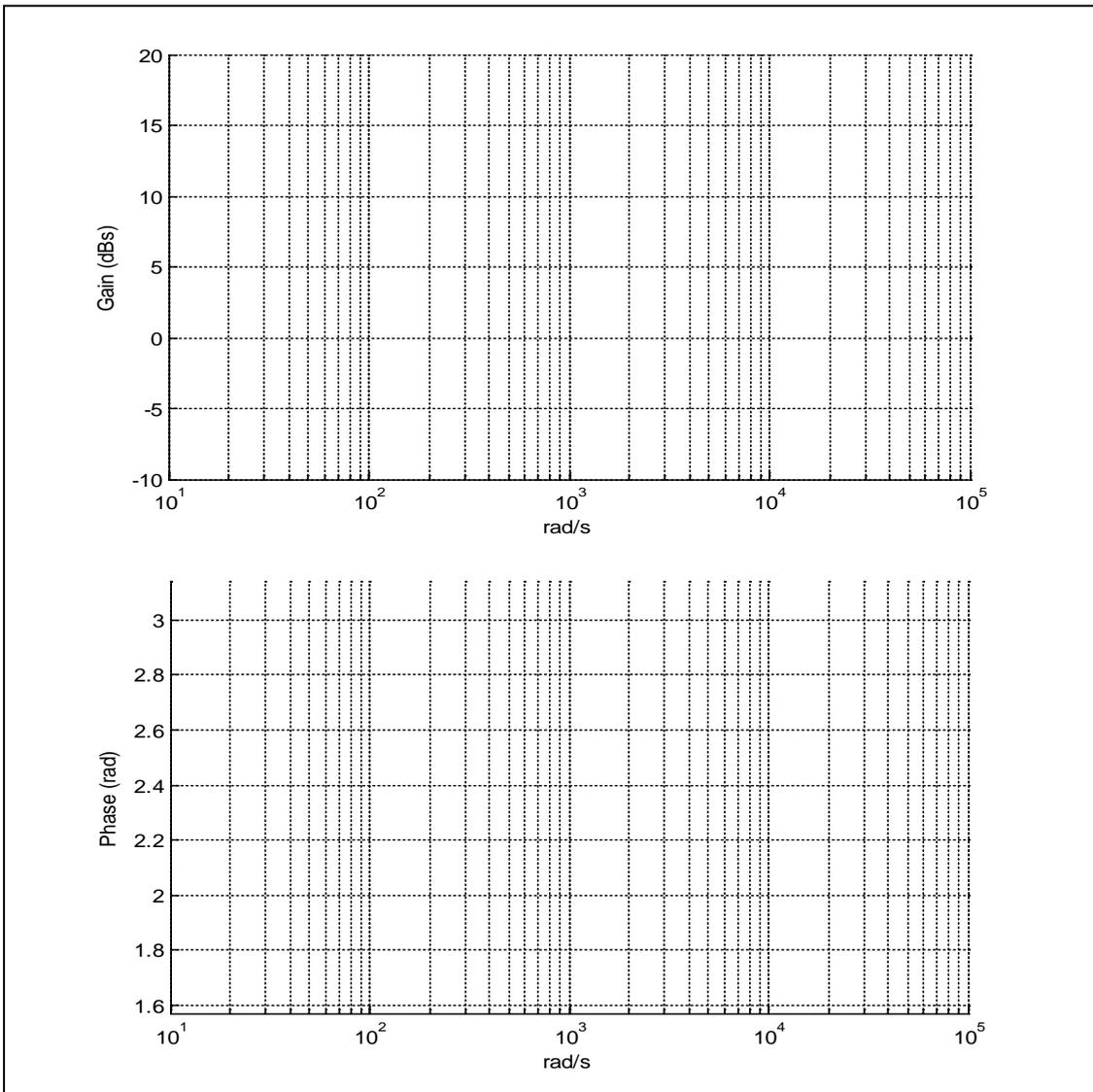
 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH	 EEL
Escola d'Enginyeria Tècnica de Terrassa	
Práctica 8 Filtros Activos con OPAMP	
Estudiantes:	

R1. Parámetros del Filtro Activo Paso-bajas (Valores Teóricos)

H_0 : _____(dBs); ω_C : _____(rad/s); τ : _____(seg)

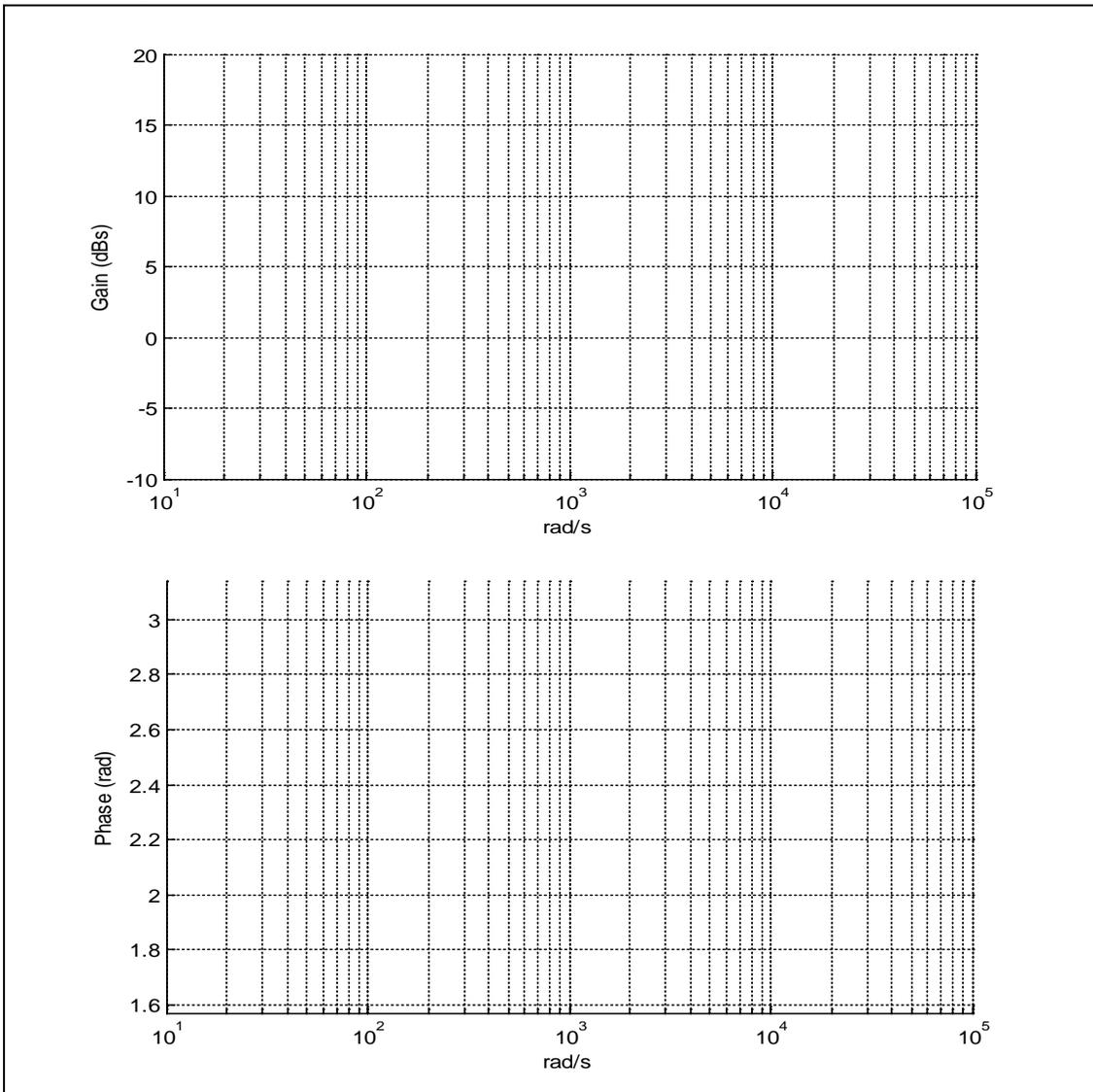
R2. Código MATLAB del Filtro paso-bajas Activo N=1 (Resultados de Simulación)

Escriba aquí el código MATLAB para obtener el Diagrama de Bode del Circuito



f (Hz)	100	200	500	1k	2k	5k	10k
V_{ENT} (V _{PP})							
 H(jω) _{dBs}							
∠H(jω) (rads)							
V_{SAL} (V _{PP})	1						

R3 a R5. Medidas del Filtro Activo paso-bajas



f (Hz)	100	200	500	1k	2k	5k	10k	
V_{ENT} (V _{PP})								
 H(jω) _{dBs}								
∠H(jω) (rads)								
V_{SAL} (V _{PP})	1							

*Anote en las casillas vacías de la derecha los datos correspondientes a la Frecuencia de corte $f_C = \omega_C/2\pi$

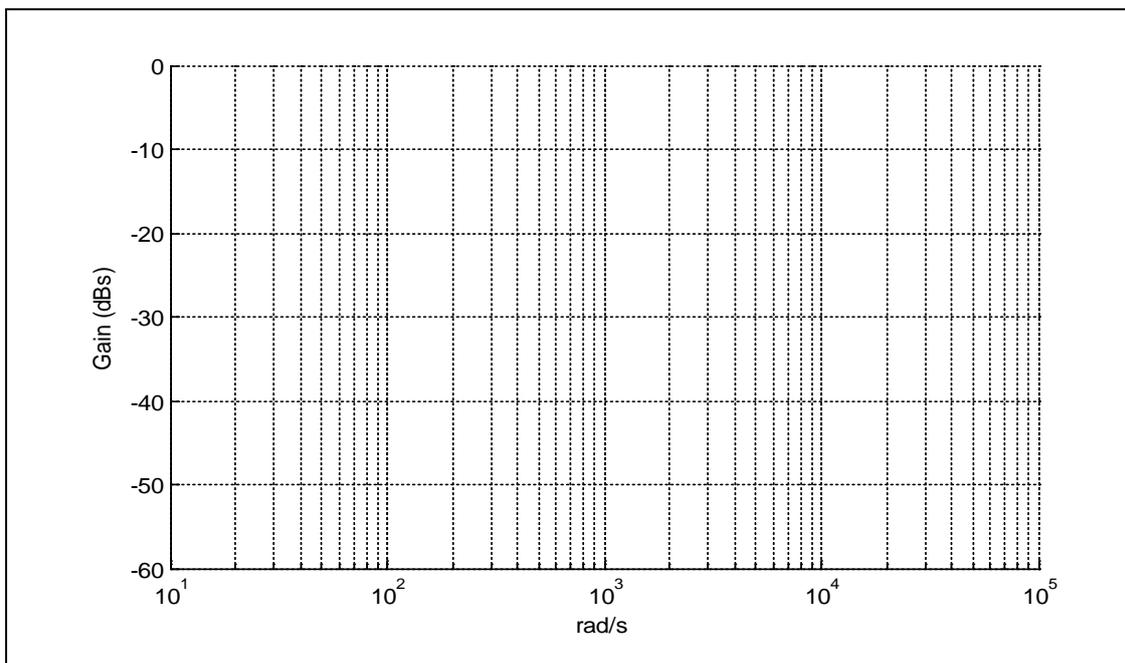


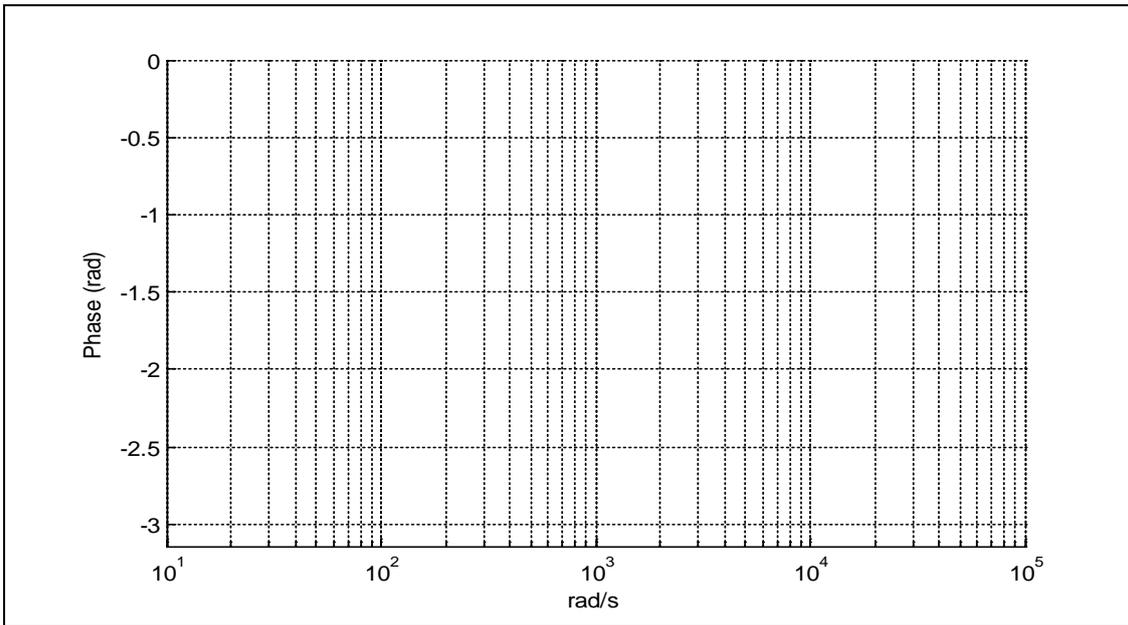
R6. Parámetros del Filtro Activo Paso-bajas (Valores Teóricos)

H_0 (dBs)	m	n	Q	ω_n (rad/s)	ω_c (rad/s)

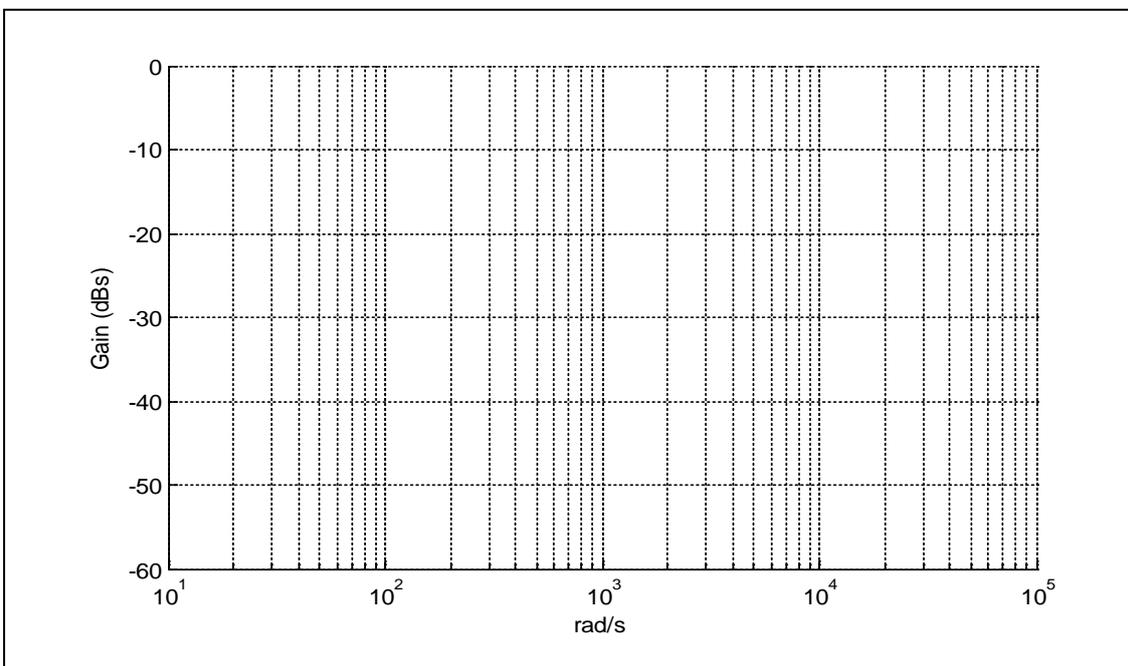
R7. Código MATLAB del Filtro k-RC paso-bajas (Resultados de Simulación)

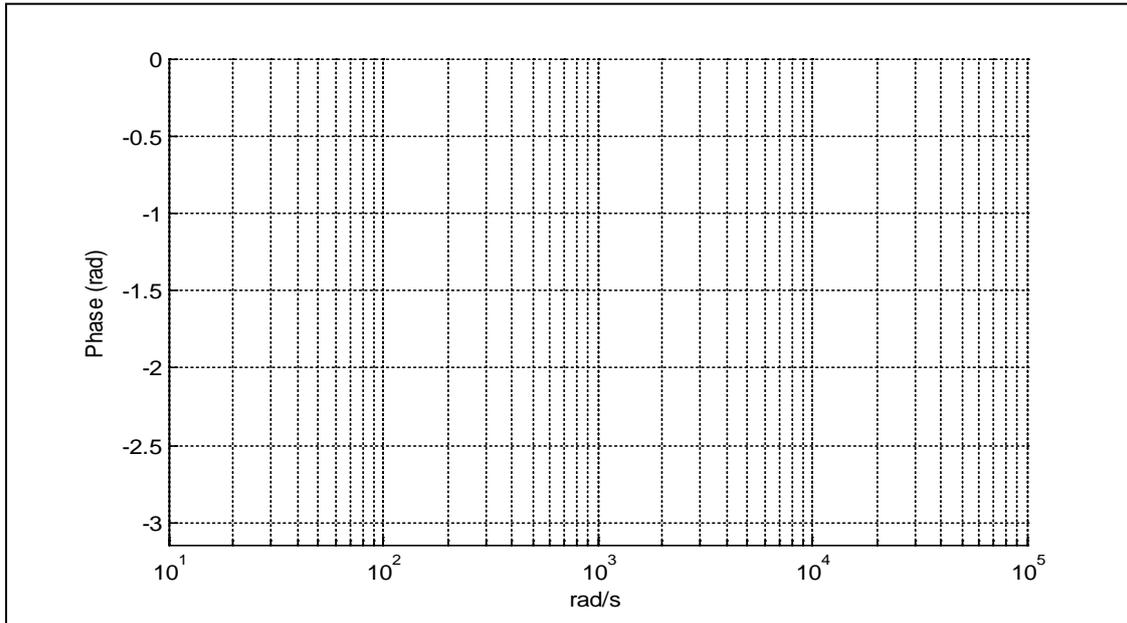
Escriba aquí el código MATLAB para obtener el Diagrama de Bode del Circuito





R8. Medidas del Filtro k-RC paso-bajas





f (Hz)	100	200	500	1k	2k	5k	10k	
V _{ENT} (V _{PP})								
H(jω) _{dBs}								
∠H(jω) (rads)								
V _{SAL} (V _{PP})	1							

*Anote en las casillas vacías de la derecha los datos correspondientes a la Frecuencia de corte $f_C = \omega_C/2\pi$

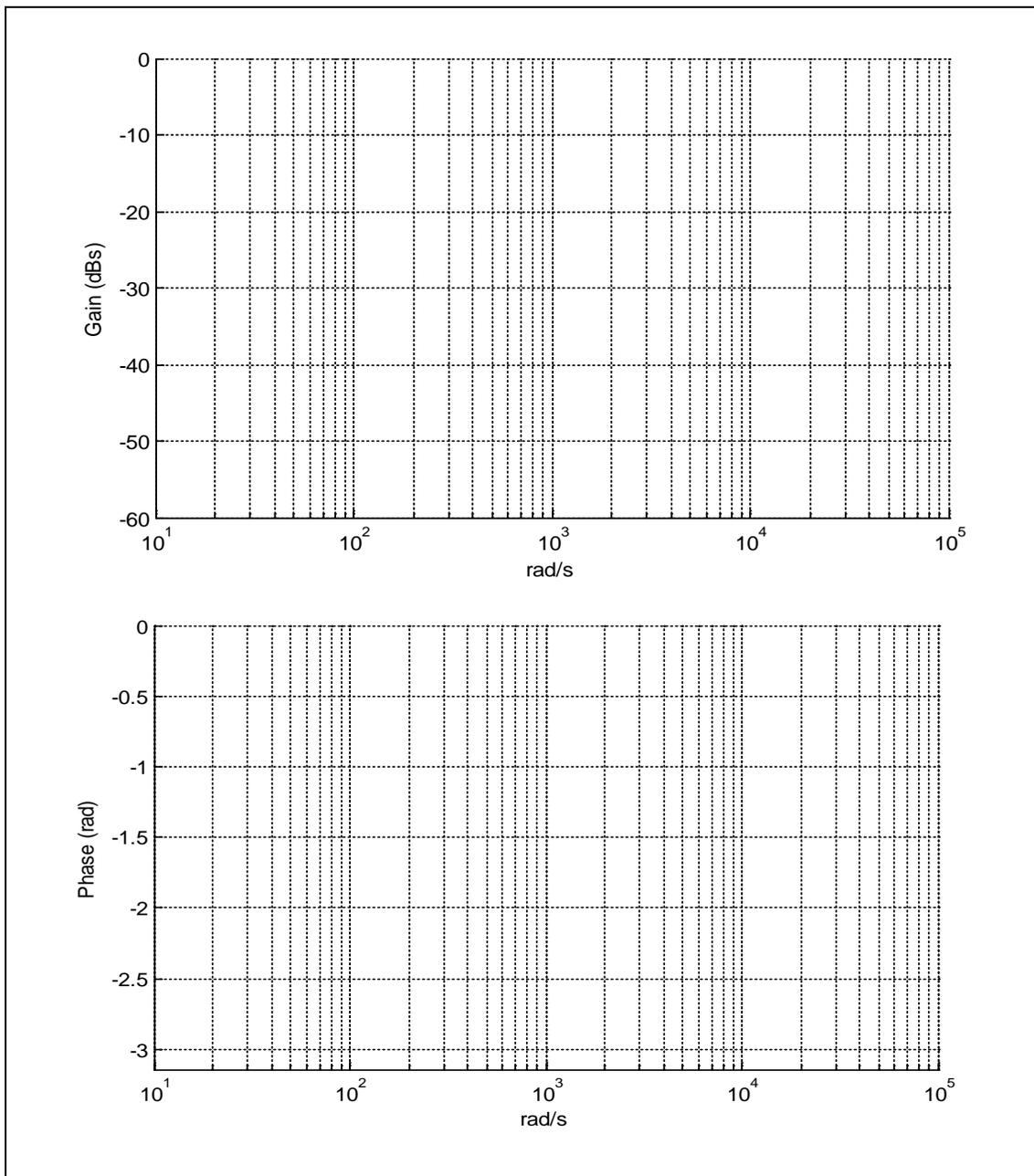
R9. Parámetros del Filtro Activo Paso-altas (Valores Teóricos)

H ₀ (dBs)	m	n	Q	ω _n (rad/s)	ω _c (rad/s)



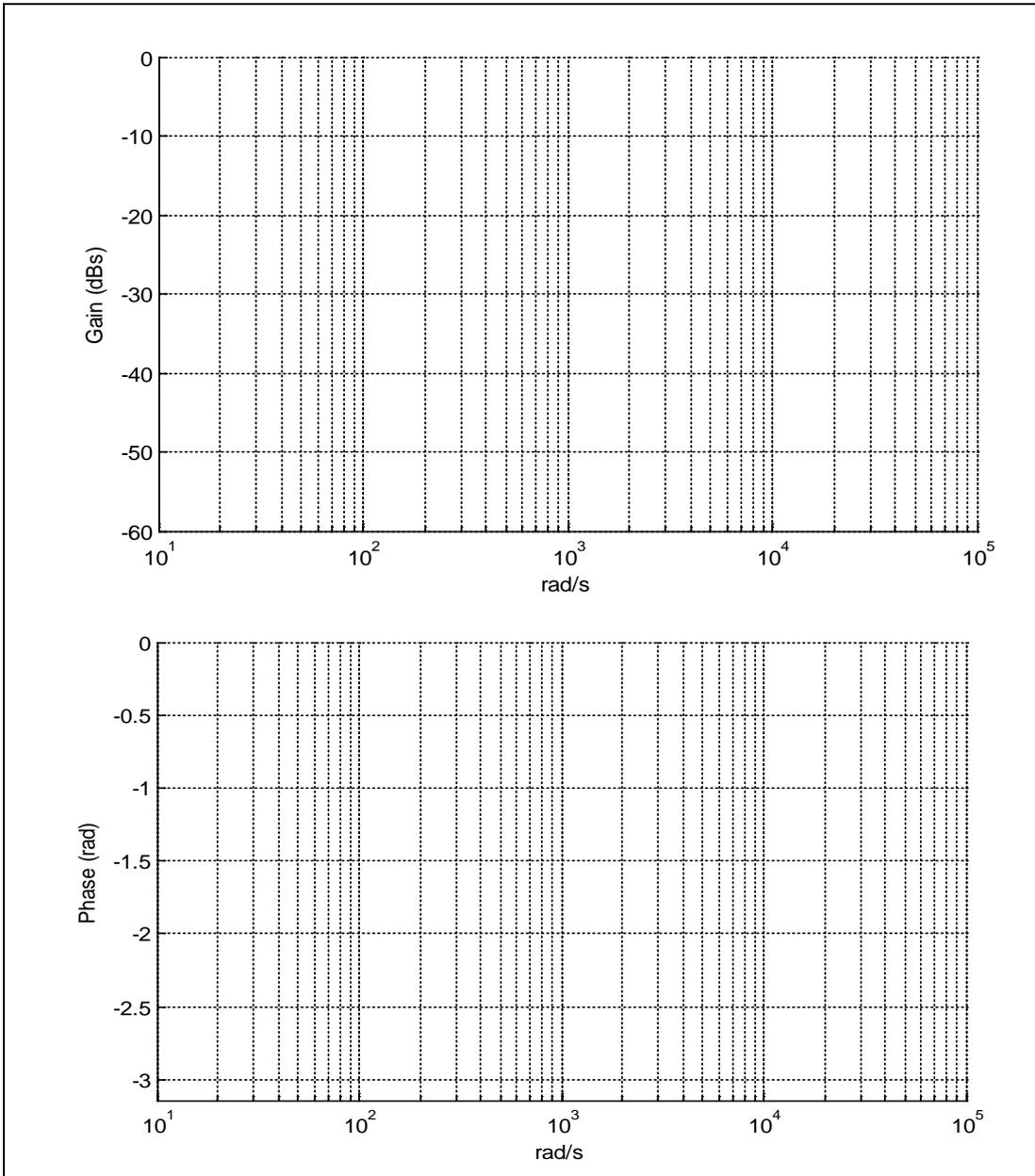
R10. Código MATLAB del Filtro k-RC paso-altas (Resultados de Simulación)

Escriba aquí el código MATLAB para obtener el Diagrama de Bode del Circuito





R11 a R13. Medidas del Filtro k-RC paso-altas





f (Hz)	100	200	500	1k	2k	5k	10k	
V_{ENT} (V_{PP})								
$ H(j\omega) _{dBs}$								
$\angle H(j\omega)$ (rads)								
V_{SAL} (V_{PP})							1	

*Anote en las casillas vacías de la derecha los datos correspondientes a la Frecuencia de corte $f_C = \omega_C/2\pi$